Preţ 35.000 lei
MARTIE 2004

# Conex Club

ANUL V / Nr. 55
03/2004

ELECTRONICĂ PRACTICĂ PENTRU TOŢI



Sintetizor de frecvenţă cu µC



Sondă osciloscop 16 intrări



Sursă cu back-up şi timer



Regulator de tensiune alternativă 2kW



Alimentarea amplificatoarelor audio de putere



SWR-metru şi Power-metru



## MONITOR PENTRU SUPRAVEGHEREA LINIEI TELEFONICE

conex electronic

SR EN ISO 9001:2001
Certificat Nr. 464

# Amplificatoare

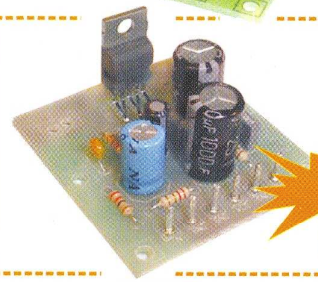
# KIT-uri audio

conex electronic



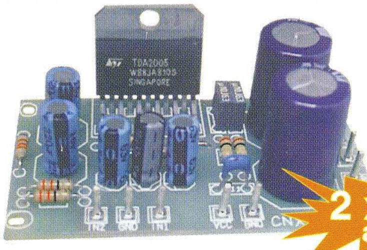
2W

Cod 8266
120.000 lei



10W auto

Cod 8264
150.000 lei



2 x 15W auto

Cod 8263 (fără radiator)
250.000 lei



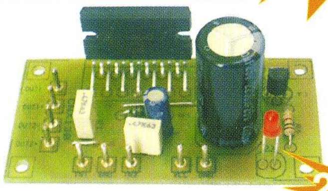
50W

Cod 8262
230.000 lei



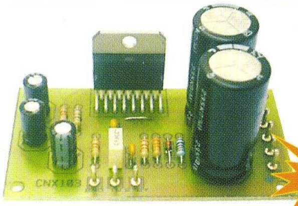
70W auto

Cod 11427
660.000 lei



2 x 40W

Cod 9455
310.000 lei



100W

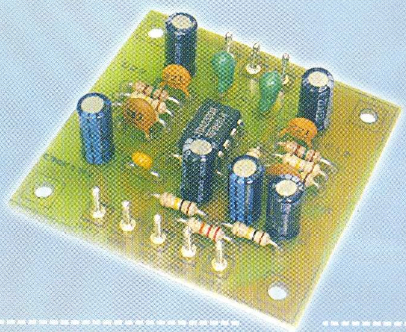
Cod 8260 (fără radiator)
390.000 lei
Cod 8276 (cu radiator)
590.000 lei



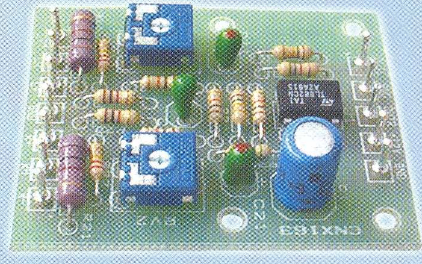
250W

Cod 9113 (fără radiator)
650.000 lei
Cod 9454 (cu radiator)
990.000 lei

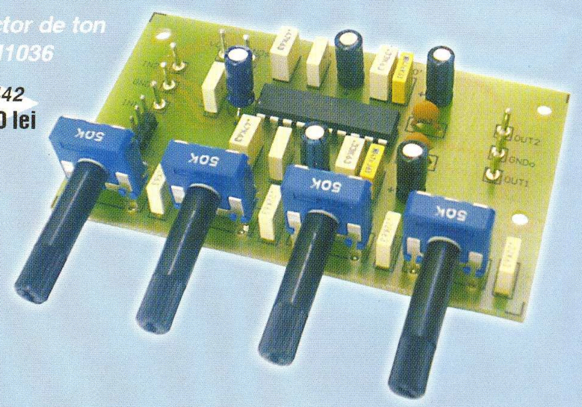
Preamplificator universal
Cod 15990
160.000 lei



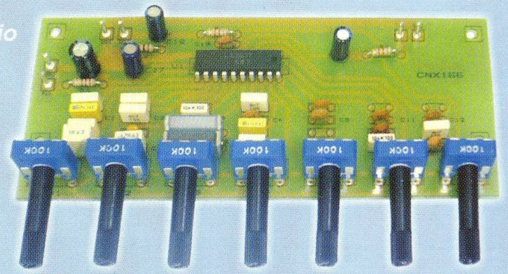
Adaptor stereo auto
Cod 8518
130.000 lei



Corector de ton cu LM1036
Cod 1442
380.000 lei



Egalizor audio cu 7 benzi
Cod 869
340.000 lei

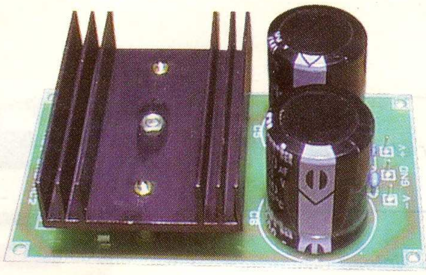


Protecție incinte acustice
Cod 3840
350.000 lei

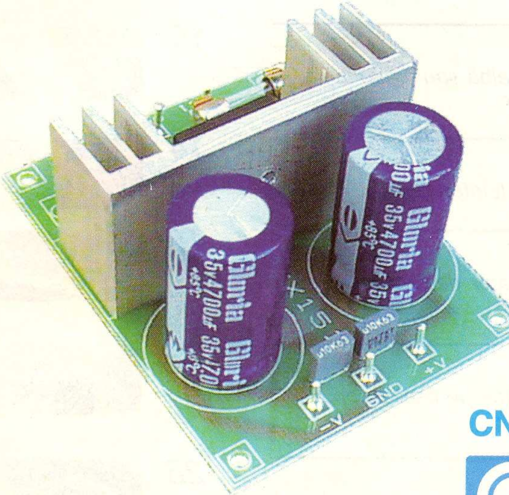


ConexClub

martie 2004



CNX 141



CNX 151

# Alimentarea amplificatoarelor audio de putere

**Primim numeroase întrebări (atât telefonic, cât şi în magazinul Conex Electronic) cu privire la modul de alimentare a amplificatoarelor audio de putere. Conex Electronic produce o gamă completă de kit-uri de "amplificatoare audio", gamă ce acoperă domeniul de putere audio 2...250W. Cum pot fi alimentate cu energie electrică acestea se va prezenta în continuare.**

Unul din elementele importante într-un sistem audio de orice provenienţă este sursa de alimentare. Calitatea semnalului audio, atingerea puterii maxime debitate de amplificator, protecţiile diverse sunt dependente de alimentarea cu energie electrică.

Majoritatea electroniştilor tineri, care încă descoperă tainele electronicii, sunt pasionaţi în special de domeniul audio şi nu cunosc toate aspectele alimentarii amplificatoarelor audio, greşind, fără cunoştinţă, în utilizarea practică. Răspunsurile la diversele lor întrebări vor fi date pe parcursul articolului curent.

## Scurt istoric

După ce Conex Electronic a finalizat o primă parte din gama sa de amplificatoare audio (care este în continuă dezvoltare şi în prezent), în urmă cu mai bine de patru ani, s-a confruntat cu o serie de solicitări care priveau modul corect de alimentare a amplificatoarelor audio de putere şi cel de alegere a radiatorului din aluminiu pentru disiparea căldurii. La debutul său, în primele numere, revista Conex Club, a publicat sub semnătura ing. Szatmary Imre, articole pe această temă. Facem o trimitere către studiul acestor prime numere din colecţia anilor 1999-2000.

## Sursa de alimentare. Schema de bază. Alegerea componentelor.

Se disting două scheme de bază, prezentate în figura 1.

Alimentatorul trebuie să asigure obţinerea puterii de audiofrecvenţă $P_0$ pe o sarcină dată $R_s$ fără distorsiuni acceptabile şi zgomot de reţea impus.

În tabelul 1 se prezintă parametrii de ieşire în cazul amplificatoarelor.

În funcţie de schema aleasă, cu C.I.

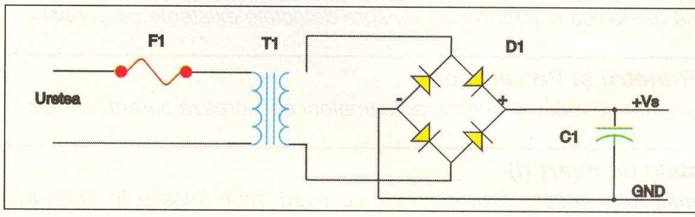



**Fig. 1a** Alimentare cu o tensiune

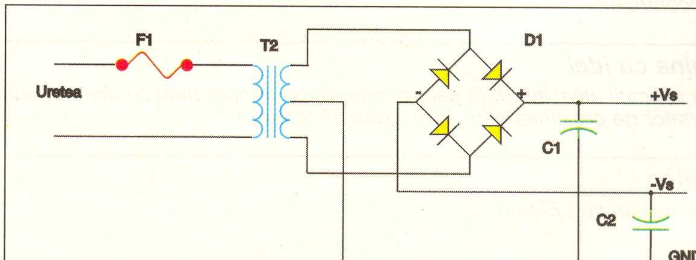



**Fig. 1b** Alimentare cu două tensiuni

amplificator de putere, se stabilesc: $V_{0m}$, $I_{0m}$ și $P_{0m}$. Cunoscând aceste valori rezultă tensiunea de alimentare necesară: $V_s=(V_{0m}+5)$ [V], respectiv valorile extreme ($V_{smax}$ și $V_{smin}$) pentru variația tensiunii de rețea de +/-10%. Trebuie îndeplinită condiția ca $V_{smax} \leq V_{sMAX}$ a C.I., dată în catalog. În cazul surselor cu două tensiuni (sursă dublă) cele enunțate mai sus sunt valabile pentru $+V_s$ și pentru $-V_s$.

**TABELUL 1.** Parametrii de ieșire ai amplificatoarelor

| Parametru | Explicații | O singură ieșire | În punte |
|---|---|---|---|
| $V_{0max}$ | Tensiunea de vârf de ieșire înainte de limitare | $(V_s-2V_{CEsat})/2$ | $V_s-2V_{CEsat}$ |
| $I_{0m}$ | Curentul de vârf în sarcină înainte de limitare | $(V_s-2V_{CEsat})/2R_L$ | $(V_s-2V_{CEsat})/R_L$ |
| $P_{0m}$ | Puterea efectivă pe sarcină înainte de limitare | $(V_s-2V_{CEsat})^2/8R_L$ | $(V_s-2V_{CEsat})^2/2R_L$ |

*$V_{CEsat}$ – tensiunea de saturație a tranzistorului din etajul final, practic $2V_{CEsat}$=5V, $R_L$ – valoarea sarcinii (difuzorului)*

**TABELUL 2.** Parametrii alimentatorului. Extrase din curbele prezentate în [1], pentru un transformator cu RT=R, cu R=( $V_s/I_{OM}$).

| | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| [ω]RC | 1 | 10 | 20 | 40 | 100 | 200 | 300 |
| [γ] [%] | 30 | 6 | 3 | 1,5 | 0,45 | 0,2 | 0,1 |
| $V_s/E_m$ | 0,6 | 0,85 | 0,94 | 0,96 | 0,98 | 0,99 | 1 |
| $I_{Def}/I_{D0}$ | 1,5 | 2,2 | 2,22 | 2,5 | 2,8 | 3,2 | 3,8 |
| $I_{DM}/I_{D0}$ | 4 | 8 | 12 | 15 | 20 | 25 | 30 |
| $U_{Dinv}/E_m$ | - | 1,4 | - | - | 1,45 | 1,45 | - |

*$E_m$ - tensiunea de vârf a secundarului, $I_{Def}$ – curentul efectiv prin diodă, $I_{D0}$ – curentul mediu prin diodă ($I_{0m}/2$), $I_{DM}$ – curentul de vârf prin diodă, $U_{Dinv}$ – tensiunea de vârf pe diodă).*

**TABELUL 3.** Alegerea rapidă a elementelor sursei

| Nr. crt. | Cod intern | Cod cablaj | Descriere | Varianta | Transformator | Punte redresoare | Condensator filtraj | Kit |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 8266 | CNX118 | Amplificator 2W | mono | 1 x 9V/10VA | 1,5A/80V | 470µF | CNX113P12 |
| 2 | 8264 | CNX107 | Amplificator 10W | mono | 2 x 6V/20VA | 4A/420V | 1000µF | CNX175 |
| 3 | 1486 | CNX103-1 | Amplificator 80W | mono/4Ω<br>mono/8Ω | 2 x 15V/100VA<br>2 x 20V/100VA | 6A/200V | 2 x 4700µF | CNX141 |
| 4 | 9453 | CNX110 | Amplificator 25W | mono | 2 x 12V/40VA | 4A/420V | 2200µF | CNX151 |
| 5 | 9113 | CNX128 | Amplificator 250W | mono/punte/8Ω<br>mono/punte/16Ω | 2 x 18V/300VA<br>2 x 24V/300VA | 10A/250V | 2 x 6800µF | CNX141 |
| 6 | 8263 | CNX109 | Amplificator 2 x 15W | stereo | 2 x 6V/40VA | 5A/800V | 4700µF | CNX175 |
| 7 | 8284 | CNX108 | Amplificator 2 x 22W | sereo | 2 x 6V/60VA | 5A/800V | 4700µF | CNX175 |
| 8 | 8265 | CNX104 | Amplificator 2 x 30W | sereo | 2 x 6V/80VA | 5A/800V | 4700µF | |
| 9 | 9455 | CNX130 | Amplificator 2 x 40W | stereo | 2 x 6V/120VA | 10A/250V | 6800µF | CNX175 |
| 10 | 8262 | CNX106 | Amplificator 35W | mono/4Ω<br>mono/8Ω | 2 x 12V/80VA<br>2 x 15V/80VA | 5A/800V | 2 x 4700µF | CNX151 |
| 11 | 8517 | CNX165 | Amplificator 75W | mono/4Ω | 2 x 6V/100VA | 10A/250V | 6800µF | CNX141 |
| 12 | 8517 | CNX165 | Amplificator 50W | mono/4Ω | 2 x 18V/100VA | 5A/800V | 2 x 4700µF | CNX151 |
| 13 | 8260 | CNX103 | Amplificator 100W | mono/4Ω<br>mono/8Ω | 2 x 18V/150VA<br>2 x 24V/150VA | 6A/200V | 2 x 4700µF | CNX141 |

Pentru alegerea componentelor alimentatorului trebuie precizat factorul de ondulație, [γ], exprimat în procente, ca raport între tensiunea pulsatorie după filtraj și tensiunea $V_s$, [γ]=($V_r$/$V_s$)*100. Aceasta depinde de valoarea condensatorului de filtraj, rezistanța de sarcină R pe care lucrează alimentatorul și pulsația tensiunii alternative, [ω]=2[π]f=314, la f=100Hz (pentru redresor dublă alternanță). Cu ajutorul produsului [ω]RC se determină parametrii prezentați în tabelul 2.

Cu privire la [γ], se precizează că la stabilirea acestuia trebuie să se țină cont și de SWR-ul C.I. (factorul de rejecție al sursei de alimentare). Acesta este dat în catalogul C.I. respectiv, în dB. Cu cât este mai mare cu atât tensiunea de ondulație este mai mică [2].

În funcție de valoarea aleasă pentru [ω]RC se stabilesc:

- tensiunea efectivă din secundarul transformatorului:

$U_{sef}=(E_m/1,41)*(V_s/E_m)_{Tabel}$

- curentul efectiv în secundar:

$I_{sef}=(I_{0m}/1,41)*(I_{Def}/I_{D0})_{Tabel}$

- puterea **aparentă** (în secundar) a transformatorului:

$P_s=2\ U_{sef}\ I_sef$

la care se adaugă puterea disipată de C.I.: $V_s^2/(2[\pi]^2R_L)$

- puterea disipată de diode (sau puntea redresoare):

$Pds=U_D I_{D0}*(I_{Def}/I_{D0})_{Tabel}$

Pentru o punte redresoare $U_D$=4V.

Cu specificațiile și relațiile prezentate mai sus se proiectează sursa de alimentare a amplificatorului.

## Alegerea rapidă a elementelor

Pentru cei mai "comozi" electroniști (sau tineri) redacția a realizat și un tabel orientativ din care se pot alege elementele constitutive ale unei surse de tensiune pentru alimentarea unui anume tip de amplificator audio, respectiv pentru cele oferite sub formă de kit de Conex Electronic. Sugestiv este tabelul 3, pentru fiecare amplificator (codificat CNX xxx) se identifică tipul (puterea) transformatorului sau valoarea condensatoarului de filtraj.

## Exemple

### 1. Sursă dublă nestabilizată 30V/3A (CNX151)

În figura 2 se prezintă schema electrică

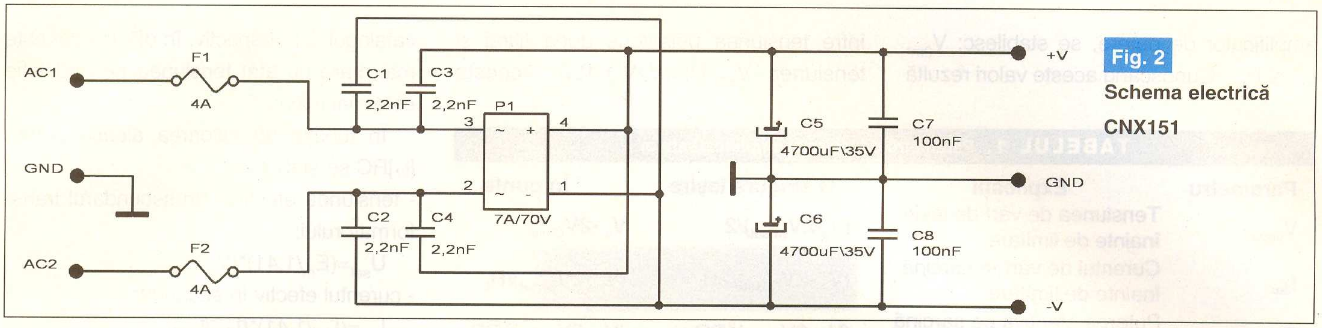



**Fig. 2**
**Schema electrică CNX151**

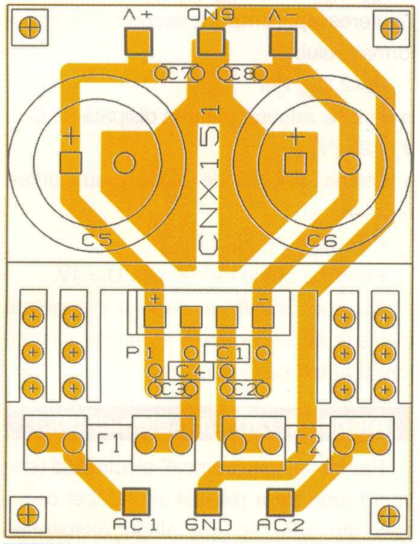



**Fig. 3**
**Amplasarea componentelor (CNX151)**

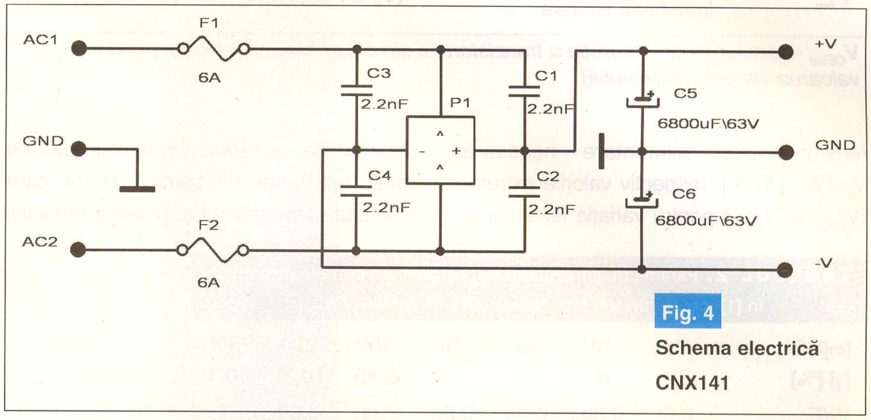



**Fig. 4**
**Schema electrică CNX141**

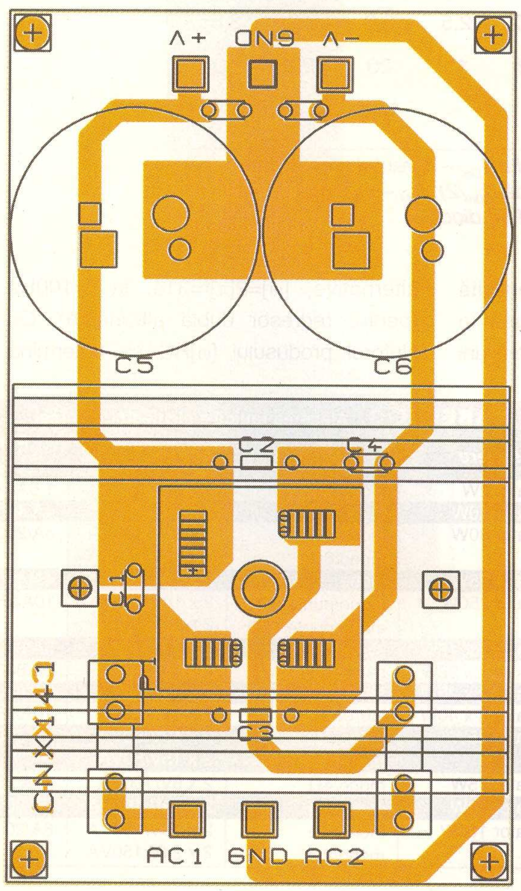



**Fig. 5**
**Amplasarea componentelor (CNX141)**

a sursei pentru alimentarea amplificatoarelor codificate CNX106 (putere 50W) sau CNX103 (100W). *Tensiunea de intrare este de max. 2x24Vca (din transformator de putere mai mare de 100VA).* Pe fiecare ramură este prevăzută câte o siguranță fuzibilă de 4A. Puntea redresoare de 7A se montează pe un radiator ca în fotografie. În figura 3 este prezentat cablajul.

## 2. Sursă dublă nestabilizată 50V/5A (CNX141)

În figura 4 se prezintă schema electrică a unui montaj de sursă pentru alimentarea amplificatoarelor codificate CNX103 (putere 100W) sau CNX128 (250W). *Tensiunea de intrare este de max. 2x40Vca (putere transformator mai mare de 250VA).* Pe fiecare ramură este prevăzută câte o siguranță fuzibilă de 6A. Puntea redresoare de 10...25A se montează pe un radiator ca în fotografie. În figura 5 este prezentat cablajul.

*Articol realizat de: George Pintilie, Szatmary Imre și Croif V. Constantin. Eventualele întrebări despre aspectele tehnice se pot adresa redacției la redactie@conexclub.ro sau serviciului tehnic la tehnic@conexelectronic.ro.* ◆

Bibliografie

1. Circuite electronice, D. Dascălu ș.a., Ed. Didactică și Pedagogică, 1981;

2. Alimentarea amplificatoarelor cu C.I., I. Szatmary, Conex Club 11/2000.

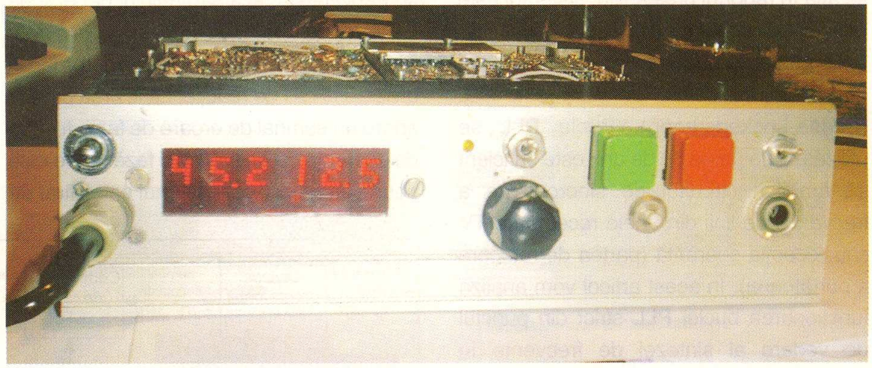
# Sintetizor de frecvențe cu µC - VHF (I)

## Elemente de proiectare și realizare practică

Adrian Sorin **Mirea**,
Facultatea de Transporturi,
catedra Electronică

**În acest prim articol pe tema sintezei de frecvență, se propune analiza fenomenelor fizice ce apar și prezentarea elementelor de proiectare necesare pentru realizarea practică a unui sintetizor de frecvențe.**

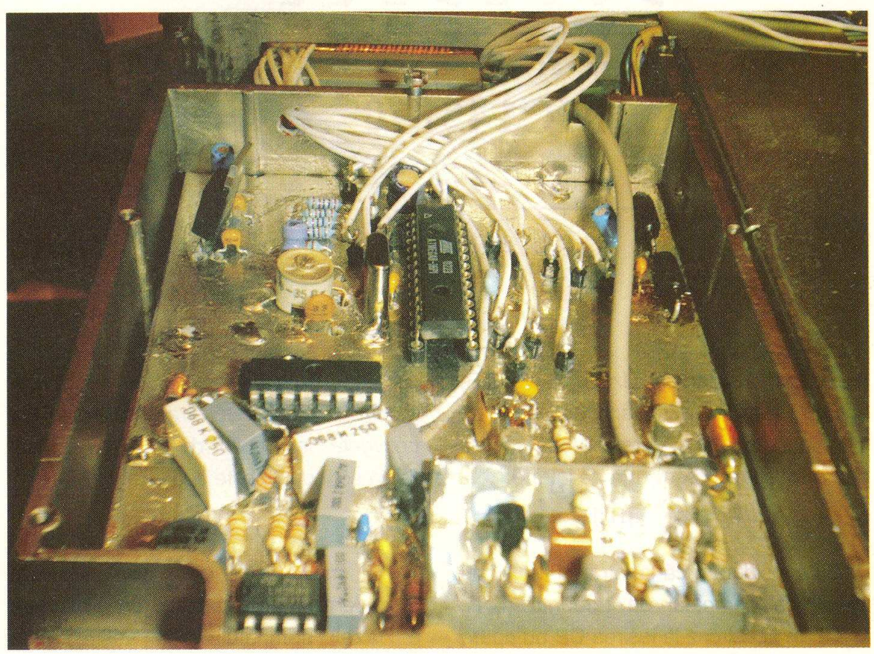
**În numerele următoare ale revistei, în articole consecutive, se va prezenta un exemplu de proiectare, programare și realizare practică a unui sintetizor de frecvențe în banda VHF.**



În echipamentele moderne de telecomunicații obținerea frecvențelor de lucru este realizată cu sintetizorul de frecvențe. Acest fapt a devenit tehnic facil și eficient totodată datorită dezvoltării tehnologiei de fabricație a circuitelor integrate specializate, la un cost acceptabil.

Echipamentul asistat cu sintetizorul de frecvență conferă:

- ◆ flexibilitate și ușurința acordului pe frecvențele utilizate;
- ◆ precizia frecvenței nominale a canalului;
- ◆ stabilitatea frecvenței nominale, dată de regulă de un oscilator cu cuarț de precizie sau de un oscilator cu cuarț termocompensat (TCXO);
- ◆ facilitatea de procesare automată a frecvențelor în sistemele de radiocomunicații;
- ◆ consum de curent redus;
- ◆ gabarit și greutate reduse;
- ◆ fiabilitate ridicată, datorită numărului redus de componente.



În prezenta lucrare se explică succint fenomenele fizice ce apar și sunt prezentate principalele elementele de proiectare necesare pentru realizarea practică a unui sintetizor de frecvențe.

Sintetizorul de frecvențe este un sistem de reglare automată, ce compară permanent frecvența și faza semnalului care intră în sistem cu frecvența și faza semnalului care iese din sistem. Când frecvențele și fazele celor două semnale sunt egale (sau

se află în raportul prestabilit), sistemul este în echilibru. O asemenea buclă se găsește în literatura de specialitate sub denumirea de: *buclă cu calare pe fază sau PLL* (Phase-Locked Loop). Bucla PLL se utilizează de peste 50 de ani, este suficient să amintim circuitul de sincronizare a frecvenței de linii din unele receptoare TV sau recepția coerentă (partea de refacere a purtătoarei). În acest articol vom analiza funcționarea buclei PLL strict din punctul de vedere al sintezei de frecvențe în domeniul RF.

Schema buclei PLL, din sintetizorul de frecvențe în domeniul RF, este prezentată în figura 1.

cu frecvența și faza semnalului generat de OCT, după divizarea acestuia, $f_o/N$, respectiv $\varphi_o/N$, unde N este factorul de divizare al căii de reacție. La ieșirea din CP apare un semnal de eroare de fază, funcție de diferența de frecvență și fază dintre cele două semnale. Acest semnal este filtrat de

de captură".

Cantitativ, banda de urmărire a buclei este numeric egală cu câștigul global în curent continuu al buclei:

$$2\pi f_l = K;$$

iar banda de captură a buclei este:

$$2\pi f_c = K \times K_F \times (\varphi 2\pi f_l)$$

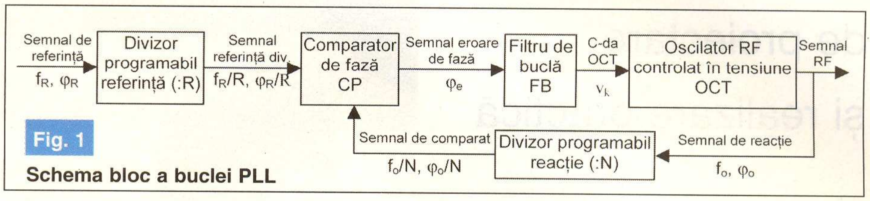
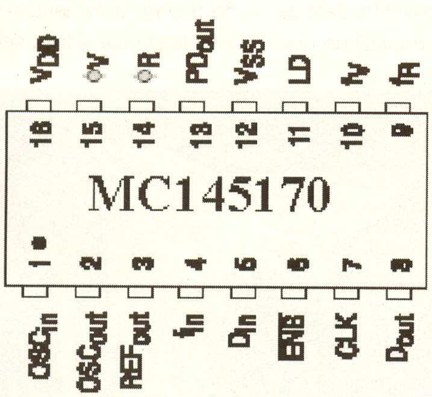


**Fig. 1**
**Schema bloc a buclei PLL**

Analiza riguros matematică a buclei se găsește descrisă în literatura de specialitate. Vor fi prezentate aspectele fizice (calitative) ale funcționării buclei, dar vor fi folosite și formule matematice simple acolo unde este necesar, pentru o mai bună înțelegere a fenomenului.

Semnalul de referință se obține de la un oscilator pilotat cu un cristal de cuarț de foarte bună calitate, eventual termostatat.




Acest semnal poate fi divizat cu factorul R, această facilitate permițând obținerea de frecvențe de ieșire care se află într-un raport rațional cu frecvența de intrare:

$$f_o = f_R \frac{N}{R} \quad [\text{Hz}]$$

Să considerăm că la intrarea în CP nu se aplică semnalul de referință ($f_R/R$, $\varphi_R/R$), în acest caz la ieșirea CP nu apare semnal, deci la intrarea OCT tensiunea de comandă este zero și OCT va oscila pe frecvența sa liberă, dată de caracteristicile componentelor sale. Când se aplică comparatorului de fază semnalul de referință (divizat sau nu), CP compară faza și implicit frecvența acestuia ($f_R/R$, $\varphi_R/R$)

către filtrul de buclă (în special pentru a se elimina componentele spectrale pe frecvența $f_R/R$ și extragerea componentei continue) și aplicat la intrarea OCT, comandând modificarea frecvenței acestuia în sensul reducerii diferențelor de fază și implicit de frecvență dintre semnalele aplicate la intrările CP. Dacă frecvența $f_o$ divizată cu N ($f_o/N$) este suficient de apropiată de frecvența de referință $f_R$ divizată cu R ($f_R/R$) natura reacției din bucla PLL produce sincronizarea frecvenței OCT cu frecvența semnalului de referință divizat; adică se îndeplinește egalitatea:

$$f_o = f_R \frac{N}{R}$$

Mai mult, fazele celor două semnale sunt identice, orice tendință de schimbare a fazei semnalului de ieșire fiind compensată de bucla de reacție și anulată. În aceste condiții bucla este calată. Domeniul de frecvențe în care bucla PLL se calează se numește "banda urmărire a buclei". Domeniul frecvențelor de intrare (generate de OCT) în care bucla are abilitatea de a se cala se numește "bandă

adică produsul dintre K și atenuarea introdusă de filtrul de buclă la frecvența maximă de calare a buclei.

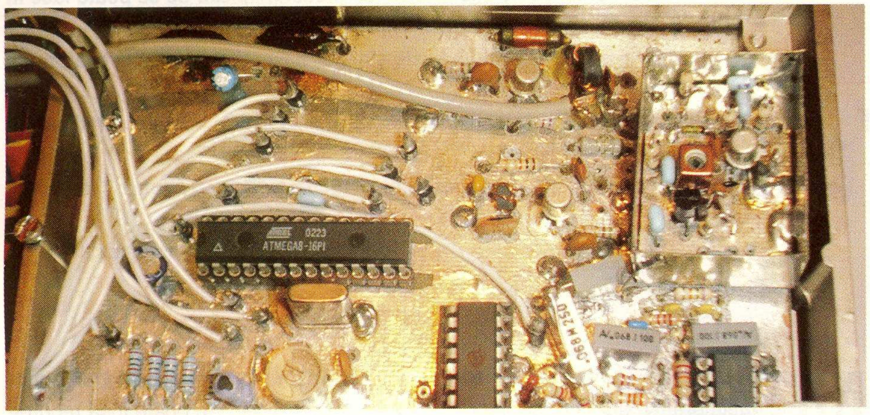
Când bucla este calată, variațiile de fază ce pot să apară datorită influențelor exterioare asupra elementelor buclei (termice, electrice sau mecanice) vor fi continuu compensate de către buclă. În acest mod se poate aproxima o funcționare liniară a sistemului.

În momentul comutării frecvenței sintetizorului cu un pas de frecvență egal cu $f_R/R$, de la frecvența OCT $f_o$ la $f_o \pm (f_R/R)$ apare un regim tranzitoriu în funcționare a buclei. Pentru un anumit timp bucla nu va fi calată. Să presupunem că se dorește comutarea cu un pas a frecvenței de ieșire, de la frecvența $f_{o1}$ la frecvența $f_{o2}$. Pentru acesta se va modifica factorul de divizare al buclei de la N la N + 1(dacă se dorește creșterea frecvenței de ieșire) sau de la N la N - 1(dacă se dorește scăderea frecvenței de ieșire). Comparatorul de fază va primi în această situație $f_o/(N+1)$ pe intrarea de reacție și $f_R/R$, în continuare, pe intrarea de referință. Dar $f_o/(N+1)$ este mai mic decât $f_R/R$.

Dacă întrerupem bucla între ieșirea filtrului de buclă și intrarea de comandă a OCT, la ieșirea din CP apare un semnal de interferență ondulatoriu (de "bătăi") între frecvența de referință divizată și semnalul generat de OCT. Acest semnal va apărea și la ieșirea filtrului de buclă însă puternic atenuat.

În momentul refacerii buclei, comparatorul de fază va comanda creșterea frecvenței de oscilație a oscilatorului comandat în tensiune astfel încât diferența dintre $f_o/(N+1)$ și $f_R/R$ va scădea până când va ajunge la zero, moment în care bucla se

calează din nou și intră în regim de urmărire.




Dacă pentru frecvența de ieșire $f_{o1}$ tensiunea de comandă a OCT este $U_{c1}$, pentru frecvența $f_{o2}$ tensiunea de comandă va fi $U_c \pm \Delta U_c$, unde $\Delta U_c$ este tensiunea necesară pentru modificarea frecvenței OCT cu un pas. Evoluția variației tensiunii de comandă nu este liniară (rampă de tensiune) datorită modului cum funcționează bucla. Menționăm aici faptul că filtrul de buclă, fiind de tipul trece-jos, deci integrator, încărcarea (sau descărcarea) capacității din filtru nu este un fenomen liniar. Altfel spus, filtrul de buclă tinde să "memoreze" un anumit timp tensiunea de comandă inițială. Mai mult, datorită diferenței mari de frecvență și fază la începutul procesului de comutare, CP tinde să caleze bucla cât mai repede, astfel tensiunea de comandă a OCT va avea o ușoară supracreștere (sau descreștere) $\delta U_c$ față de valoarea $U_c \pm \Delta U_c$, care dispare când bucla se calează.

Timpul total în care bucla se calează se numește timp de calare a buclei, notat cu $t_c$. Se constată că $t_c$ depinde de diferențele de frecvență și fază inițiale ale semnalelor aplicate CP, de câștigul buclei de viteza de răspuns a filtrului de buclă și de banda de trecere a acestuia.

În condițiile buclei PLL destinată sintetizorului de frecvențe, trebuie eliminat fenomenul tranzitoriu ondulator în procesul de calare a buclei deoarece acesta mărește timpul de calare. Aceasta se realizează prin alegerea corespunzătoare a frecvenței de referință și a factorului R de divizare a acesteia, a câștigului buclei (în special a pantei OCT-ului) și a caracteristicii de transfer a filtrului de buclă.

Revenind la schema bloc din figura 1, vom defini caracteristicile buclei câștigul global al buclei (sau funcția de transfer K)

$$K = K_\Phi \times K_F \times K_{OCT} \times K_R,$$

unde: $K_\Phi$ este câștigul de conversie al CP;

$K_F$ este funcția de transfer a filtrului de buclă;

$K_{OCT}$ este câștigul de conversie al OCT;

$K_R$ câștigul circuitului de reacție.

Primii trei factori definesc lanțul direct, iar $K_R$ circuitul de reacție al buclei PLL.

În cele ce urmează vor fi analizate pe rând blocurile componente ale buclei PLL.

## 1. Comparatorul de fază - CP

Rolul CP în bucla PLL a fost descris mai sus. Trebuie menționat că la ieșirea CP se găsește un semnal cu următoarele componente: o componentă de curent continuu, a cărei valoare este dependentă de de diferențele fază dintre semnalele aplicate la intrarea comparatorului, o componentă de semnal alternativ cu frecvență egală cu cea a semnalului de referință divizat, componente de forma $m \times f_R/R \pm n \times f_o/N$, datorate neliniarității CP și componente produse de zgomotele proprii circuitelor din buclă sau captate din exterior (perturbații).

În afara primeia, toate celelalte componente sunt perturbatoare în funcționarea sintetizorului de frecvență. Aceste componente nedorite influențează puritatea spectrală a semnalului generat și apariția componentelor laterale cu frecvența $f_o \pm n \times f_R/R$.

Principalele caracteristici ale comparatorului de fază sunt:

**1.1 câștigul de conversie $K_\Phi$**, definit ca raportul dintre tensiunea efectivă generată la ieșire și diferența de fază a semnalelor aplicate.

$$K_\Phi = \frac{\Delta U}{\Delta \varphi} \quad [V/rad]$$

$K_\Phi$ este caracteristic fiecărui tip de comparator de fază și este prezentat în datele de catalog. În cazul aplicației practice s-a utilizat circuitul integrat Motorola **MC145170**, la care, pentru comparatorul B:

$$K_\Phi = \frac{V_{DD}}{2\pi} = \frac{5V}{6,28} = 0,786 \quad [V/rad]$$

**1.2 frecvența maximă de lucru**, dată în catalog pentru **MC145170**:

$$f_{max} = 2MHz$$

**1.3 diagramele de funcționare ale CP** sunt date în catalog.

## 2. Filtrul de buclă

Pentru îndeplinirea condiției de stabilitate a buclei PLL, sintetizorul de frecvență, trebuie să fie un circuit cu reacție de tipul 2 și de ordinul 2. Această regulă, ținând cont de restul componentelor buclei, conduce la necesitatea ca funcția de transfer a filtrului de buclă să fie de forma:

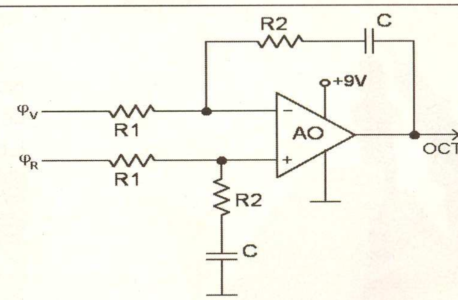
$$K_F(s) = \frac{a \cdot s + 1}{b \cdot s}$$

unde *s* este variabila de frecvență Laplace iar *a* și *b* reprezintă constante date de componentele filtrului.

Din datele de catalog ale circuitului **MC145170** am ales un filtru de buclă a cărui schemă este dată în figura 2.

**Fig. 2**

**Schema (simplificată) a filtrului de buclă ales pentru MC145170**




- continuare în pagina 36 -

# Service GSM (XVI)

## Schimbarea LED-urilor la telefoanale Nokia

Croif V. **Constantin**
*redactie@conexclub.ro*

**Este aproape o modă! Fiecare dorește ca telefonul personal, indiferent de marcă, să se diferențieze de modelul tipizat. Ce se poate face în acest sens? Răspunsul este simplu. Se schimbă carcasa telefonului (situație la îndemână chiar și pentru utilizatori), se adaugă noi tonuri de apel (chiar personalizate) sau se modifică culoarea luminii de fundal (prin schimbarea LED-urilor din telefon).**



Modificarea culorii luminii de fundal (la tastatură și display) se recomandă a se realiza în unități de service specializate. Operația nu se poate realiza doar cu o pensetă și cu pistolul de lipit, cum des autorul a avut parte să vadă! Schimbarea LED-urilor la telefonul mobil necesită din start câteva sfaturi utile și apoi ceva experiență practică. Trebuie să se cunoască ce fel de instrumente se utilizează, ce tip de LED-uri se achiziționează pentru modelul de telefon respectiv și câteva "trucuri" utilizate curent. Altfel, așa cum des se întâmplă, un electronist fără acest bagaj minim de informații, riscă în proporție mare să defecteze telefonul (uneori iremediabil(!), așa cum este cazul modelului Nokia 3310 sau Nokia 6310).

Se va insista pe modelele de telefon Nokia, deoarece sunt în "linia întâi" în ceea ce privesc cererile de schimbare a culorii luminii de fundal.

### Instrumente și scule utilizate

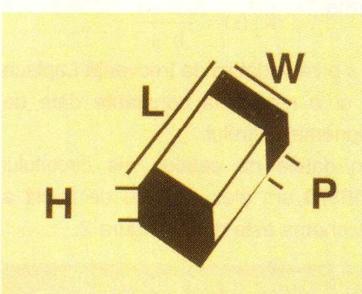
### Metode de schimbare LED-uri

Operația de lipire sau dezlipire a unui LED în format SMD (ca și a oricărei alte componente pasive SMD) se recomandă a se realiza cu ajutorul unei **stații SMT** ce are accesoriu o **pensetă caldă**. Este situația ideală. Cum este însă cazul majorității electroniștilor din România, achiziția unei astfel de instrument implică eforturi financiare considerabile. Se poate însă recurge la câteva "trucuri". Unul din acestea, pe care autorul l-a remarcat, este modificarea vârfului unui ciocan de mică putere (15...25W), respectiv realizarea de vârfuri de lipit plate (din cupru) ce au un "decupaj" dreptunghiular în vârf (realizat cu ajutorul unei pile) conform tipo-dimensiunilor de LED-uri SMD prezentate în tabelul 1. Sunt preferate două variante: vârfuri pentru modelul 0603 și 1206.

Dacă această variantă nu satisface sau este greu de realizat practic, rămâne de prezentat un alt "truc" utilizat. Este vorba despre utilizarea, în operația de dezlipire, a două ciocane de lipit de mică putere, simultan aplicate fiecare pe câte un pad, urmat de îndepărtarea LED-ului susținut de ambele vârfuri de ciocan (și bineînțeles, utilizând ambele mâini). Se subînțelege că această din urmă metodă de dezlipire a LED-urilor SMD din telefoanele mobile, necesită multă experiență, dar odată "stăpânită" nu mai pune probleme.

Operația de lipire este mai simplă. Se poate utiliza un **ciocan de lipit (sau stație) de mică putere** (8...15W, marca Antex sau Donau).

Dotarea laboratorului cu un **set de pensete** de diverse tipuri și un set de **șurubelnițe cu cap torx nr. 6 și 7** se recomandă.




**TABELUL 1.** LED-uri (sau componente pasive) SMD de tip "chip". Dimensiuni standardizate.

| Tip dimensional | 1 : 1 | Dimensiuni L | W | H | P |
|---|---|---|---|---|---|
| 0402 | | 1.0±0.05 | 0.5±0.05 | 0.15to0.55 | 0.15to0.35 |
| 0603 | | 1.6±0.15 | 0.8±0.15 | 0.65to0.95 | 0.1to0.6 |
| 0805 | | 2±0.2 | 1.25±0.2 | 0.5to1.4 | 0.25to0.75 |
| 1206 | | 3.2±0.2 | 1.6±0.2 | 0.5to1.6 | 0.25to0.85 |
| 1210 | | 3.2±0.2 | 2.5±0.2 | 1.6 | 0.3to1.0 |
| 1812 | | 4.5±0.3 | 3.2±0.25 | 0.8to2.0 | 0.25to1.0 |

În plus, mai trebuie: **o pastă de lipit** (SMD), un spray Flux Sk, o rolă de **fludor de 0,5...0,8mm** (de bună calitate) și un multimetru.

## Despre LED-urile SMD

Ce trebuie știut despre LED-urile SMD în contextul prezentului articol? Ceva despre tipurile dimensionale, culoare și cădere de tensiune directă pe joncțiune, curent consumat (curent direct prin joncțiune în regim normal de funcționare), semnificație pad-uri.

**TABELUL 2.** Căderea de tensiune pe joncțiuna unui LED la curentul nominal, funcție de culoarea emisă

| Culoare emisă | Cădere de tensiune |
|---|---|
| Roșie | 1,8V |
| Verde | 2V |
| Galben | 1,9V |
| Portocaliu | 2V |
| Albastru / Alb | 3...3,8V |



Fig. 1

**Etapele dezasamblării telefonului Nokia 5110, premergătoare operației de schimbare a LED-urilor.**

Tipurile dimensionale pentru componente pasive SMD (inclusiv LED-uri) sunt prezentate în tabelul 1.

Ce fel de tip de LED SMD se utilizează (sau se recomandă la schimbare) pentru fiecare model de telefon Nokia în parte, se prezintă în continuare:

**3210** - 10 LED-uri tip 0603 sau 0805;
**33xx** - 8 (9 la modelele vechi) LED-uri tip 1206 sau 0805;
**3510** - 4 LED-uri tip 1206;
**51xx** - 12 LED-uri tip 0603 sau 0805;
**5210** - 11 LED-uri tip 0603;
**5510** - 8 LED-uri tip 1206 sau 0805;
**61xx** - 12 LED-uri tip 0603 or 0805;
**62xx/63xx** - 10 LED-uri tip 1206 or 0805;
**71xx** - 4 LED-uri tip 1206 și 6 LED-uri tip 0603 sau 0805;
**82xx** - 12 LED-uri tip 0603;
**83xx** - 10 LED-uri tip 0603;
**8810** - 12 LED-uri tip 0603;
**8850/90** - 14 sau 16 LED-uri tip 0603.

În ce privește culoarea, majoritatea utilizatorilor preferă LED-urile de culoare albă sau albastră. Cele roșii sunt mai puțin utilizate. Majoritatea LED-urilor fie SMD sau THD (clasice), consumă maxim între 10...20mA (excepție fac cele THT de curent mic, cca. 2mA). Căderea de tensiune pe un LED în conduție (la curentul nominal) diferă funcție de culoarea emisă (sugestiv este tabelul 2). Aici intervine o mică problemă. Pe telefon, se află montat(e) (uneori chiar în serie cu fiecare LED - la modelul Siemens A50, de exemplu) un rezistor SMD pentru limitare de curent, a căror valoare este calculată funcție de căderea de tensiune directă (la curentul nominal, cel mai probabil) pe joncțiune (tabelul 2). Prin schimbarea unui LED de o culoare cu alta se modifică chiar consumul telefonului fie "în sus", fie "în jos" (aici intervin probleme chiar pentru integritatea telefonului). Printr-o simplă operație de aritmetică se poate deduce că dacă în locul unui LED verde se montează unul albastru (sau alb), curentul prin acesta din urmă este mult mai mic, iar lumina emisă mai slabă în intensitate. Am asistat la cazuri reale la care unii "electroniști" au făcut afirmația "LED-urile sunt de proastă calitate"! Problema este simplă și la îndemână, trebuie modificată valoarea rezistorului de limitare sau, mai simplu,

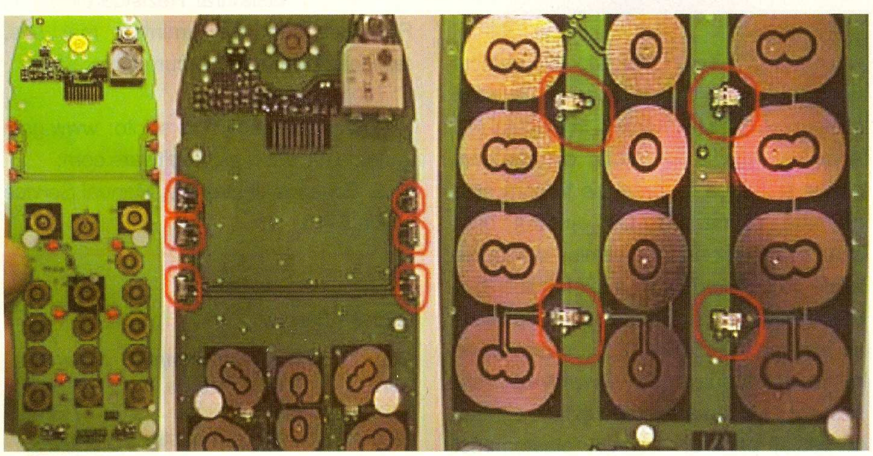


Fig. 2a

**Poziția LED-urilor la Nokia 5110**

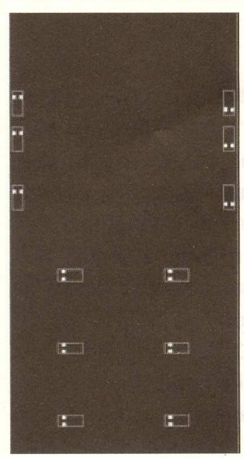


Fig. 2b

**Desen explicativ în care este marcat catodul LED-urilor**

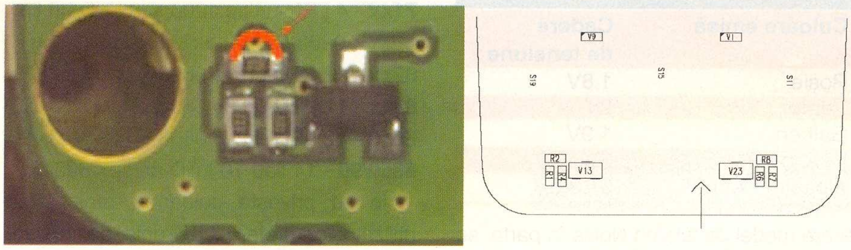



Fig. 4

**Rezistoarele de limitare a curentului prin LED-uri şi tranzistoarele de comandă**

eliminat (deşi poate nu tocmai recomandat). Rămâne ca o temă de studiu (pentru cititori) ce operaţie se recomandă în cazul unui LED de culoare roşie!

Mai mult, valoarea nominală a tensiunii acumulatorului pentru Nokia 3210 este de 2,4V, iar pe un LED albastru cad cca. 3...3,8V la intensitate maximă! Ce este de făcut, vom vedea în numerele viitoare ale revistei.

**De reţinut totuşi că LED-urile se deschid ("aprind") la tensiuni mai mici cu câteva sutimi de mV decât cele prezentate în tabelul 2, corespunzător la un curent direct prin joncţiune mai mic şi implicit, o lumină emisă mai slabă (ca intensitate).** Aşa se explică de ce LED-urile albastre se "aprind" pe un telefon Nokia 3210, dar apare fenomenul de "pâlpâire" a luminii emise. Sau de ce un LED roşu se aprinde totuşi "puţin" de la o baterie de 1,5V!

În ce priveşte identificarea pinilor, la un LED SMD, de cele mai multe ori catodul este marcat pe partea inferioară cu o bandă verde. Se recomandă, pentru siguranţă, să se realizeze o verificare şi cu ajutorul multimetrului.

## Schimbarea LED-urilor la Nokia 5110

În figura 1 sunt prezentate sugestiv etapele de dezasablare a telefonului.

Pentru început se scoate capacul frontal al carcasei prin apăsarea piedicii aflată în partea superioară a telefonului (1). Apoi se elimină tastatura din material plastic şi masca de protecţie în care este montată casca (2). Cu ajutorul unei şurubelniţe torx nr. 6 se elimină şuruburile aflate pe partea dorsală a telefonului (3) şi cea frontală (4), după care cablajul pe care se află montat display-ul, se desparte de restul telefonului (5). Display-ul este susţinut de o ramă metalică şi face contact la cablaj printr-un contact elastomeric. Rama metalică este fixată de cablaj prin intermediul unor piedici, iar scoaterea se realizează prin forţare cu o şurubelniţă (cap minus) sau o spatulă (6). Urmează în final, eliminarea tastaturii propriu-zise de pe pad-uri (7). Ea este fixată cu un adeziv uşor.

Poziţia LED-urilor pe cablaj se poate vedea în figura 2.

Schimbarea efectivă a LED-urilor se face conform celor prezentate în prima subsecţiune a articolului. Polaritatea LED-urilor se prezintă în figura 2b, catodul fiind marcat.

Poziţia rezistoarelor (R2 sau R8) de limitare a curentului prin LED-uri este prezentată în figura 4 (colţurile din stânga şi dreapta, jos, ale cablajului). Dacă se montează pe telefon LED-uri albastre sau albe, valoarea acestui rezistor (valoare normală 15Ω) trebuie sa fie mai mică (sau se realizează un ştrap). Dacă se montează LED-uri roşii se va monta un rezistor cu valoare mai mare.

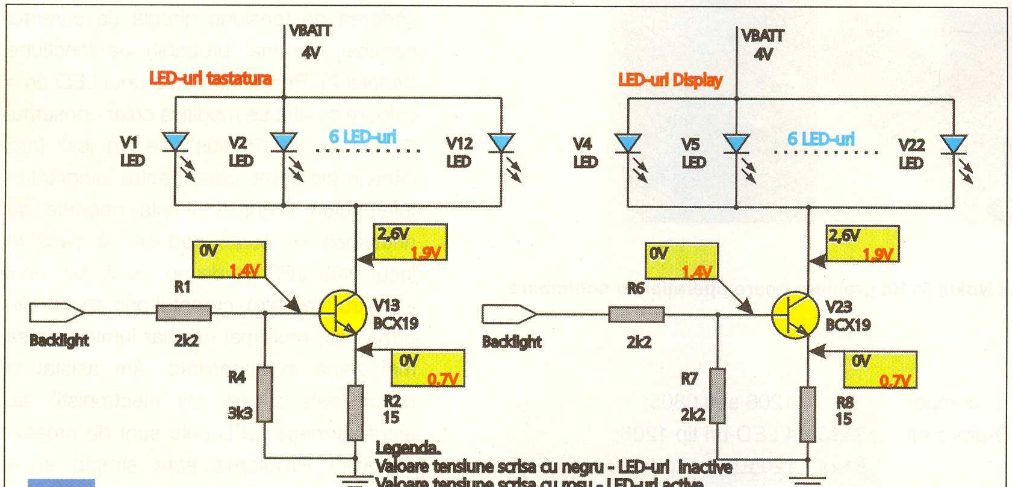



Fig. 3

**Schema de principiu a sistemului de iluminare tastatură şi display la Nokia 5110**

Schema electrică de principiu a sistemului de iluminare fundal (tastatură şi display) este prezentată în figura 3. Semnalul de activare "backlight" provine de la procesorul telefonului. Alimentarea se face de la acumulatorul telefonului (VBATT - valoare tipică 4 V). LED-urile sunt montate în paralel şi sunt separate în două grupe (câte 6 LED-uri în paralel): cele pentru display şi cele pentru tastatură. De aici se poate trage concluzia că se pot monta LED-uri de culori diferite pentru display şi tastatură! Rezistoarele R2 şi R8, aşa cum se amintea mai sus, realizează limitarea de curent.


*Bibliografie*

1. Documentaţie Web şi foto: www.gsm zone.co.uk, www.gsm-software.com;

2. Scheme electronice: Manual Service Nokia 5110. ◆

# Lămpi de semnalizare rotative

velleman




**HAA65B**
- *Dimensiuni: 120 x 65 x 70mm;*
- *Greutate: 190g.*

Cod 9090

**970.000 lei**




**HAA65A**
- *Dimensiuni: 120 x 65 x 70mm;*
- *Greutate: 190g.*

Cod 9104

**970.000 lei**




**VDL15RLBA**
- *Dimensiuni: 190 x 140 x 140mm;*
- *Greutate: 1100g.*

Cod 13988

**580.000 lei**




**VDL15RLYA**
- *Dimensiuni: 190 x 140 x 140mm;*
- *Greutate: 1100g.*

Cod 13997

**580.000 lei**




**VDL15RLRA**
- *Dimensiuni: 190 x 140 x 140mm;*
- *Greutate: 1100g.*

Cod 13994

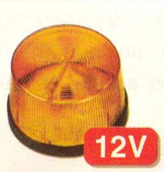
**580.000 lei**




**VDL15RLGA**
- *Dimensiuni: 190 x 140 x 140mm;*
- *Greutate: 1100g.*

Cod 13990

**580.000 lei**




**HAA40A**
- *Dimensiuni: 70 x 64mm.*

Cod 3476

**390.000 lei**




**HAA40B**
- *Dimensiuni: 70 x 64mm.*

Cod 307

**390.000 lei**




**HAA40G**
- *Dimensiuni: 70 x 64mm.*

Cod 3091

**390.000 lei**




**HAA40R**
- *Dimensiuni: 70 x 64mm.*

Cod 308

**390.000 lei**




**HAA40W**
- *Dimensiuni: 70 x 64mm.*

Cod 501

**390.000 lei**




**HAA220B**
- *Dimensiuni: 96 x 75mm.*

Cod 512

**670.000 lei**




**HAA220R**
- *Dimensiuni: 96 x 75mm.*

Cod 509

**670.000 lei**

# Lămpi de semnalizare stroboscopice




**HAA100A**
- *Dimensiuni: 100 x 80mm.*

Cod 9962

**640.000 lei**




**HAA100B**
- *Dimensiuni: 100 x 80mm.*

Cod 9855

**640.000 lei**




**HAA100R**
- *Dimensiuni: 100 x 80mm.*

Cod 7081

**640.000 lei**




**HAA100W**
- *Dimensiuni: 100 x 80mm.*

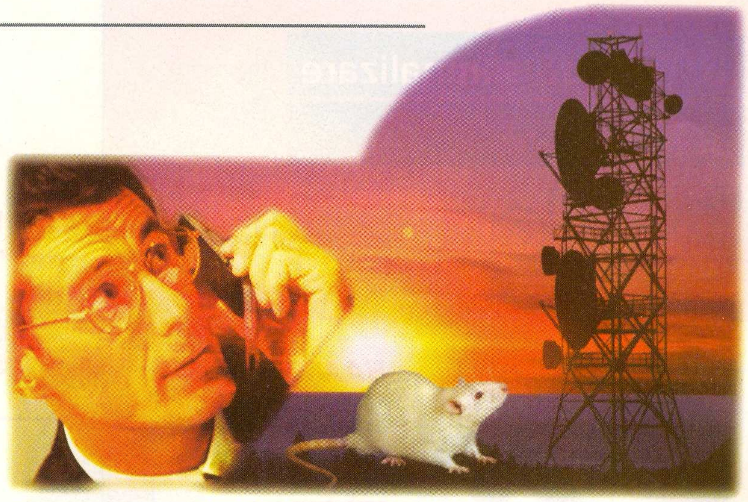
Cod 9798

**640.000 lei**

# Sistem de supraveghere

## prin telefon în rețeaua GSM (II)

Iulian **Măgirescu**



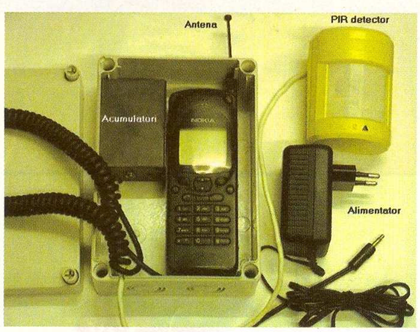


**- urmare din numărul trecut -**

### Funcționare

Principiul de funcționare este destul de simplu. Concret este vorba despre un comutator electronic care acționează electric tastele "NO" "C" și "7" atunci când se deschid contactele normal închise ale unui detector sau senzor, dar asta se întâmplă numai dacă trecem în stare de veghe sistemul. Această activare se face cu tensiunea de la LED-ul de sonerie, adică cu un apel. Acționarea acestor taste are ca efect apelarea numărului de telefon din agenda telefonică de la poziția "7" și care corespunde pentru apelare rapidă tastei "7". În felul acesta, apelul ajunge la numărul de telefon format.

Așadar, pentru a înțelege mai bine, să urmărim schema electrică din figura 9. IC4 asigură stabilizarea tensiunii de alimentare la valoarea de 7,1V care alimentează telefonul și interfața. Stabilizatorul are intrarea și ieșirea decuplată cu cei doi condensatori electrolitici C1 și C2. Tensiunea de intrare este asigurată de alimentatorul exterior de 12V, în tampon cu acumulatorul. Această tensiune alimentează detectorul PIR și interfața. Dioda D1 oprește descărcarea acumulatorului prin alimentator, iar dioda LED indică prezența tensiunii de la alimentator împreună cu rezistorul de limitare al curentului R1. Alimentatorul trebuie să fie de 12V, minim 600mA. Comutatorul electronic propriu-zis care acționează electric tastele "NO" "C" și "7" este realizat cu cele trei comutatoare bilaterale analogice A, B, D din IC1 de tip CMOS4066. Comutatoarele sunt activate în ordine unul câte unul, de către IC2 de tip CMOS4017, care este un numărător Johnson decadic. Intrarea acestui numărător primește un semnal dreptunghiular produs de poarta 3 a IC3 de tip CMOS4093, folosită ca oscilator a cărui frecvență poate fi modificată din grupul R4 și C6. În cazul de față, durata acestui semnal este de aproximativ o secundă. Activarea succesivă a celor trei comutatoare A, B, D se produce atunci când pe intrarea CLOCK a numărătorului IC2, există impulsuri de la IC3 și intrarea



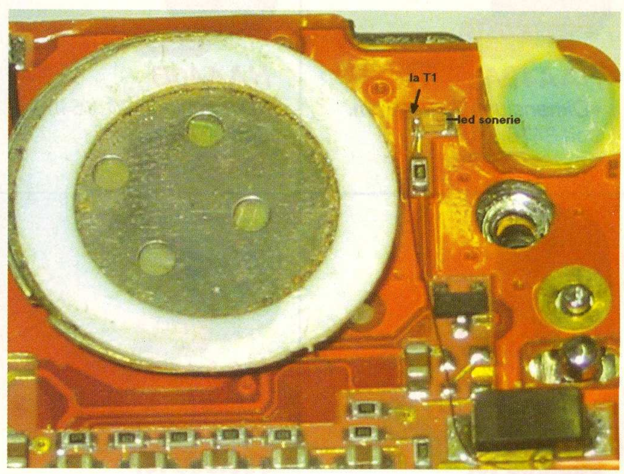




**Fig. 7**

**Telefon cu vedere din față - modul de conectare cu LED - sonerie, în detaliu**



CLOCK INHIBIT de la IC2 este trecută la nivel logic L. Trecerea la nivel logic L se obține prin deschiderea contactului normal închis al detectorului PIR, iar impulsurile sunt prezente la intrare doar atunci când tranzistorul T1 intră în conducție. Acesta intră în conducție doar când LED-ul de sonerie de la telefon se aprinde sau

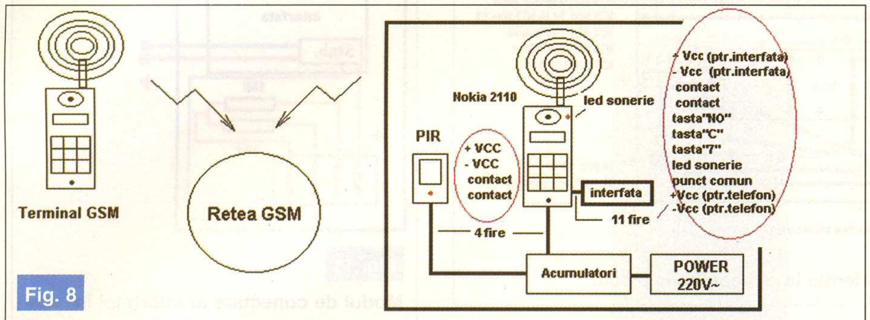



Fig. 8

**Desen de ansamblu al sistemului**

**Sistem de supraveghere cu Nokia 2110**

pâlpâie. Deoarece detectorul PIR deschide contactul doar un timp foarte scurt, este posibil ca numărătorul să nu execute toate cele trei stări. Pentru acest motiv, nivelul logic H pentru blocarea numărătorului, se ia de la ieșirea Q0 (pin 3) a numărătorului. La deschiderea contactului de la PIR ieșirea Q0 (pin 3), a numărătorului, trece din nivel H în L. Trecerea la nivel H se obține fie prin resetarea numărătorului

astfel, numărătorul se inhibă doar după ce se execută cele trei stări care corespund activării succesive a celor trei comutatoare A, B, D.

Porțile 1 și 2 din IC3 formează un circuit basculant R-S. Când T1 intră în conducție, ieșirea porții 2 trece la nivel H, se produce validarea oscilatorului relizat cu poarta 3 și

începe generarea impulsurilor de tact pe intrarea numărătorului. Când numărătorul execută cele trei stări Q1, Q2, Q3 acesta trece la starea Q0. Nivelul H de la starea Q0 face ca T2 să conducă pentru o foarte scurtă durată, resetând astfel circuitul basculant R-S. Astfel, impulsurile de la intrarea numărătorului dispar, iar dacă se deschide contactul de la detectorul PIR atunci nu se întâmplă nimic. De aceea

detectează ceva, atunci contactul normal închis se deschide, cele trei comutatoare A, B, D sunt activate succesiv, se acționează electric în aceeași ordine tastele "NO" "C" și "7" și în sfârșit se inițiază apel către numărul din agendă memorat la poziția "7". După inițierea apelului, numărătorul se resetează, iar nivelul logic H de la ieșirea Q0 resetează circuitul basculant R-S și impulsurile de la intrarea numărătorului dispar.

## Utilizare

Sistemul de supraveghere prezentat poate fi folosit atât în varianta descrisă mai sus, adică pentru paza unei locuințe sau încăperi, cât și în cazul în care există deja un sistem de alarmă. Astfel dacă în locul contactului normal închis al PIR-ului montăm un releu, la declanșarea alarmei pe lângă avertizarea sonoră și optică se face și o apelare telefonică prin acest sistem. Tot cu această modificare, se poate folosi acest sistem dacă se conectează la un sistem de alarmă auto sau, și mai simplu, activarea releului să se facă de contactele montate la ușile autoturismului. În aceste cazuri, alimentarea de 12V nu mai provine de la rețeaua de 220V, ci se ia de la sistemul de alarmare existent sau de la acumulatorul auto.

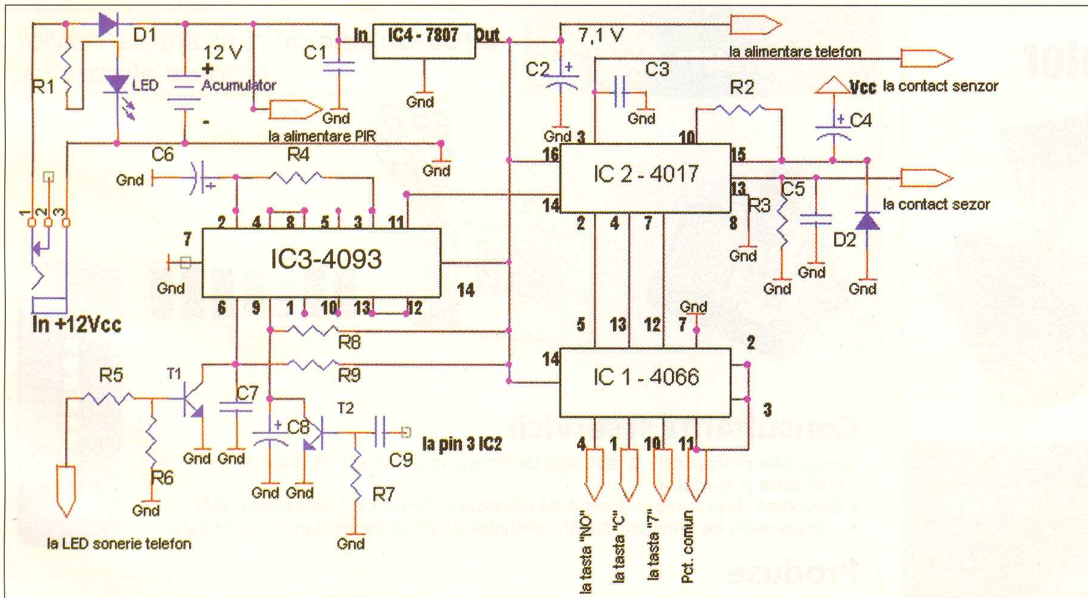



Fig. 9

**Schema electrică a interfeței**

care se produce la alimentarea montajului prin grupul C4, D2, fie după ce numărătorul execută cele trei stări (Q1, Q2, Q3), nu zece câte are în total numărătorul. Starea Q4 resetează numărătorul prin R2,

trebuie să trimitem un apel scurt către sistem pentru ca T1 să conducă pentru o foarte scurtă durată și astfel să înceapă generarea impulsurilor de tact pe intrarea numărătorului. După aceasta, dacă PIR-ul

Dacă din greșeală sau din intenție cineva "sună" pe numărul de telefon al sistemului și chiar în acel moment sistemul trebuie să inițieze un apel, acel apel va fi respins datorită acționării de către sistem a

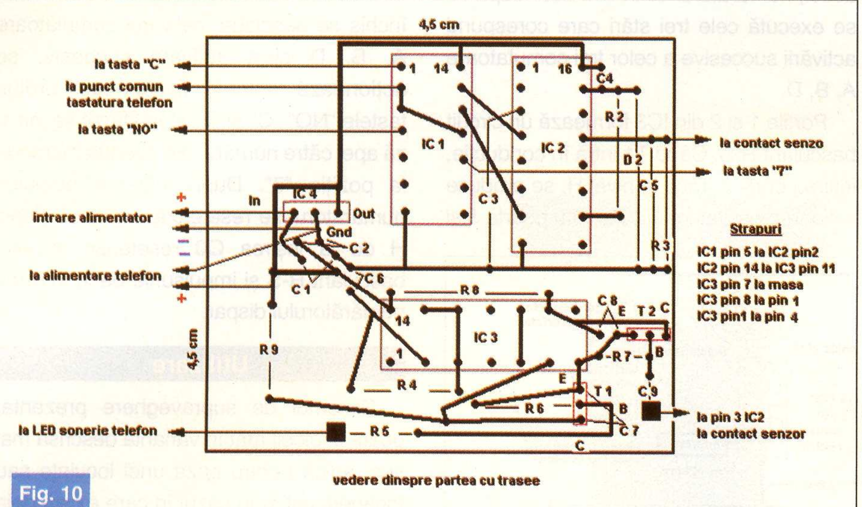



Fig. 10

**Cablajul experimental al interfeței. Prototip. Atenție la dimensiunile plăcii.**

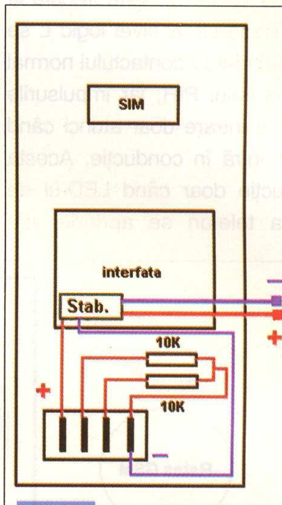



Fig. 11

**Modul de conectare al interfeței în telefon**

tastei "NO" și apoi se inițiază apelul care trebuia inițiat. Un alt caz posibil este acela când sistemul inițiază un apel si rețeaua este ocupată. În acest caz apelul este reinițiat de mai multe ori de către telefon datorită activării funcției <AUTOMATIC REDIAL-On> din meniul telefonului. Pentru a nu consuma credit inutil de pe cartela din sistem este recomandat ca pentru toate apelurile pe care le primiți de la sistem să nu raspundeți, dimpotrivă, să le respingeți. În acest context căsuța de mesaje este bine să fie dezactivată.

Singura grijă pe care trebuie să o aveți este să verificați periodic dacă de pe cartela telefonului din sistem se pot iniția apeluri, astfel verificați periodic perioada de valabilitate și creditul de pe cartela din telefonul sistemului. Există doi operatori de telefonie mobilă care oferă cartele reîncărcabile cu posibilitatea de a iniția apeluri cuprinse între șase și doisprezece luni, însă, atenție, Nokia 2110 lucrează doar în banda de 900MHz (Conex și Orange). **ATENȚIE! Nu blocați tastatura telefonului!**

***Notă.*** *Autorul nu își asumă răspunderea pentru folosirea acestor informații în alt scop decât cel menționat în acest articol și nici pentru daunele rezultate în urma construirii, folosirii sau experimentării aplicației prezentate.* ◆

# Camere de video supraveghere



Cod 9675
**1.890.000 lei**

## *Cameră video A/N cu lentilă pinhole*

***Date tehnice:***
- Model încasetat;
- LED-uri infraroșii pentru vedere pe timp de noapte;
- Ieșire audio;
- Element de captare: CMOS;
- Număr elemente fotosenzoriale: 352 x 288 pixeli;
- Ieșire video: 1Vpp / 75Ω;
- Alimentare: 9...12V DC;
- Dimensiuni: 75 x 32 x 57mm.



Cod 9658
**2.890.000 lei**

## *Cameră video A/N cu LED-uri infraroșii*

***Date tehnice:***
- Lentilă pinhole;
- Ieșire audio;
- Carcasă metalică;
- Element de captare: CMOS;
- Număr elemente fotosenzoriale: 500 x 582 pixeli;
- Rezoluție: 240 linii;
- Sensibilitate: 1Lux / F 1,4;
- Alimentare: 12V / 120mA DC;
- Dimensiuni: 36 x 36 x 15mm.



Cod 16018
**1.790.000 lei**

## *Cameră video A/N „on board" (neîncasetată)*

***Date tehnice:***
- Model neîncasetat;
- LED-uri infraroșii pentru vedere pe timp de noapte;
- Ieșire audio;
- Element de captare: CMOS;
- Număr elemente fotosenzoriale: 352 x 288 pixeli;
- Ieșire video: 1Vpp/75Ω;
- Alimentare: 9...12V DC;
- Dimensiuni: 54 x 38mm.



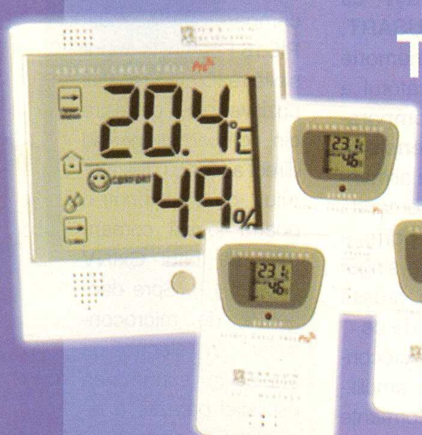
Cod 12462
**1.490.000 lei**

## *Cameră video A/N*

***Date tehnice:***
- Element de captare: 1/4" CMOS;
- Lentile cu filtru IR;
- Număr elemente fotosenzoriale: 628 x 582 pixeli;
- Rezoluție: 340 linii;
- Ieșire video: 1Vpp/75Ω;
- Alimentare: 5V/10mA;
- Dimensiuni: 22 x 22 x 28mm.

# Termometru & higrometru wireless

*WS899HG*




Cod 13080
**3.190.000 lei**

*Transfer de date (temperatură și umiditate relativă) wireless, pe 433MHz, la 3 trei unități receptoare (remonte), pe o rază de max. 30m.*

***Specificații tehnice***
***Unitatea centrală (emițătorul):***
- gama de temperatură:-50...70°C, rezoluție 0,1°C;
- temperatura de lucru recomandată: -5...50°C;
- gama pentru umiditate relativă: 25...90% RH.

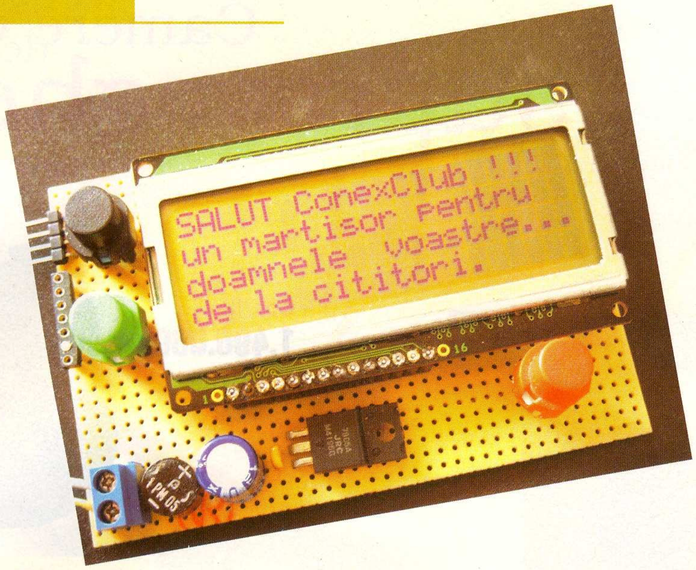
***Receptorul:***
- gama de temperatură: -50...70°C, rezoluție 0,1°C;
- temperatura de lucru recomandată: -20...60°C;
- gama pentru umiditate relativă: 25...90% RH.

Tensiune de alimentare:
- centrală 2 baterii tip AA 1,5V (neincluse în pachet);
- receptor 2 baterii tip AAA 1,5V (neincluse în pachet).

Greutate: 164,5g centrala și 63g receptorul.
Dimensiuni: 117 x 107 x 26mm centrala și 92 x 60 x 20mm receptorul.

velleman

*Disponibil din luna martie la* conex electronic




# Microcontrolere PIC

## Prezentare și programare (IV)

Vasile **Surducan**
*vasile@l30.itim-cj.ro*

### 13. Elemente de electronică analogică specifice microcontrolerului

Ar fi fost mult prea frumos din partea producătorului, ca PIC16F62x să dispună de convertor A/D de 10 biți, și aceasta la același preț cu cel actual. PIC16F676 (preț aproximativ identic) are acest convertor A/D, însă îi lipsesc (comparativ cu PIC16F628) 4 pini, modulul USART, modulul PWM și 1kB de memorie program. În compensare, producătorul a inclus în microcontroler **două comparatoare** banale și o **referință de tensiune** (obținută prin divizarea tensiunii de alimentare cu un multiplexor de 4 biți ce comandă o rețea rezistivă) pentru a permite utilizatorului avizat să-și proiecteze singur interfața analogică. Este doar o reușită palidă și vom vedea în continuare de ce.

Cele două comparatoare din microcontrolerul PIC sunt în esență două amplificatoare operaționale (AO) cu performanțe modeste. Cu amplificarea în buclă deschisă mult mai mică decât a unui AO, tensiune de *offset* mai mare decât a unui AO performant și *slew-rate* modest, ele necesită de obicei reacție pozitivă pentru a accelera comutația și a obține un semnal de ieșire curat, fără oscilații multiple între cele două niveluri logice de ieșire. Utilizarea acestora se bazează pe o calitate a microcontrolerului: posibilitatea interogării ieșirii de comparator prin software (sau hardware prin întreruperi) și a filtrării digitale a zgomotului de comutație printr-un algoritm specific (interogarea repetată până la stabilizarea nivelului de ieșire sau generarea unui eveniment la prima tranziție a ieșirii). Pentru comparatoarele din PIC16 F628 este imposibilă realizarea reacției pozitive, pinul de ieșire din comparator nefiind direct accesibil utilizatorului, ci doar printr-o poartă logică comandată de bitul CxINV (tabelul 10). Spre deosebire de microcontroler, în electronica analogică suprimarea oscilației parazite a ieșirii unui comparator fără histerezis implică realizarea unui hardware destul de complicat. Modul tipic de funcționare al comparatorului este cel din figura 16.

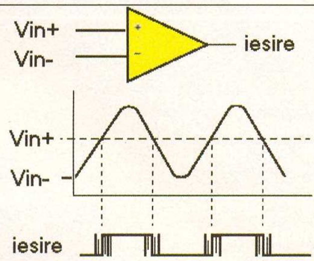
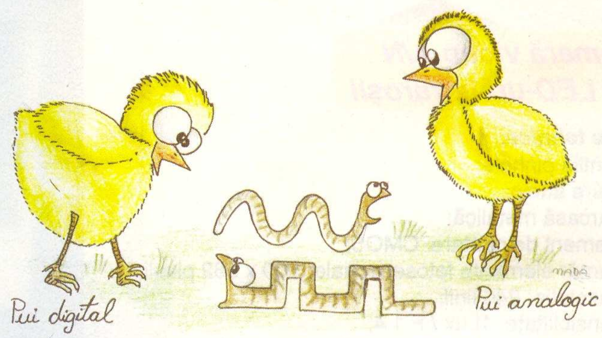



Fig. 16
**Funcționarea unui comparator fără histerezis**

**Pentru (Vin+) > (Vin-), ieșirea comparatorului trece în 1 logic**. Pentru (Vin+) < (Vin-), ieșirea comparatorului trece în 0 logic. Polarizând în mod convenabil cu o tensiune cuprinsă între 0V și Vcc una din cele două intrări de comparator (Vin+, în exemplu), ieșirea comparatorului va respecta întotdeauna relațiile prezentate anterior. Viteza de variație a tensiunii comparate în momentul atingerii pragului de comparare (Vin-, în figura 16) dictează durata zgomotului de comutare în ieșire.




**TABELUL 10** Registrul CMCON, adresa 01Fh

| C2OUT | C1OUT | C2INV | C1INV | CIS | CM2 | CM1 | CM0 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 7R | 6 R | 5 R/W | 4 R/W | 3 R/W | 2 R/W | 1 R/W | 0 R/W |
| **C2OUT:** ieşirea comparatorului 2; pentru C2INV=0, **1** = C2Vin+ > C2Vin- **0** = C2Vin+ < C2Vin- pentru C2INV=1, **0** = C2Vin+ > C2Vin- **1** = C2Vin+ < C2Vin- | | | | | | | |
| **C1OUT:** ieşirea comparatorului 1; pentru C1INV=0, **1** = C1Vin+ > C1Vin- **0** = C1Vin+ < C1Vin- pentru C1INV=1, **0** = C1Vin+ > C1Vin- **1** = C1Vin+ < C1Vin- | | | | | | | |
| **C2INV:** inversarea ieşirii C2; **1** = ieşirea C2 inversată, **0** = ieşirea C2 neinversată | | | | | | | |
| **C1INV:** inversarea ieşirii C1; **1** = ieşirea C1 inversată, **0** = ieşirea C1 neinversată | | | | | | | |
| **CIS:** comutator de intrare al comparatorului; pentru CM2:CM0=001: **1**=C1Vin- conectat la RA3; **0**=C1Vin- conectat la RA0 pentru CM2:CM0=010: **1**=C1Vin- conectat la RA3; C2Vin- conectat la RA2 **0**=C1Vin- conectat la RA0; C2Vin- conectat la RA1 | | | | | | | |
| **CM2,CM1,CM0:** modul de funcționare al comparatorului conform fig.17 | | | | | | | |
| R= *read*, bit ce poate fi citit, W=*write*, bit ce poate fi scris | | | | | | | |

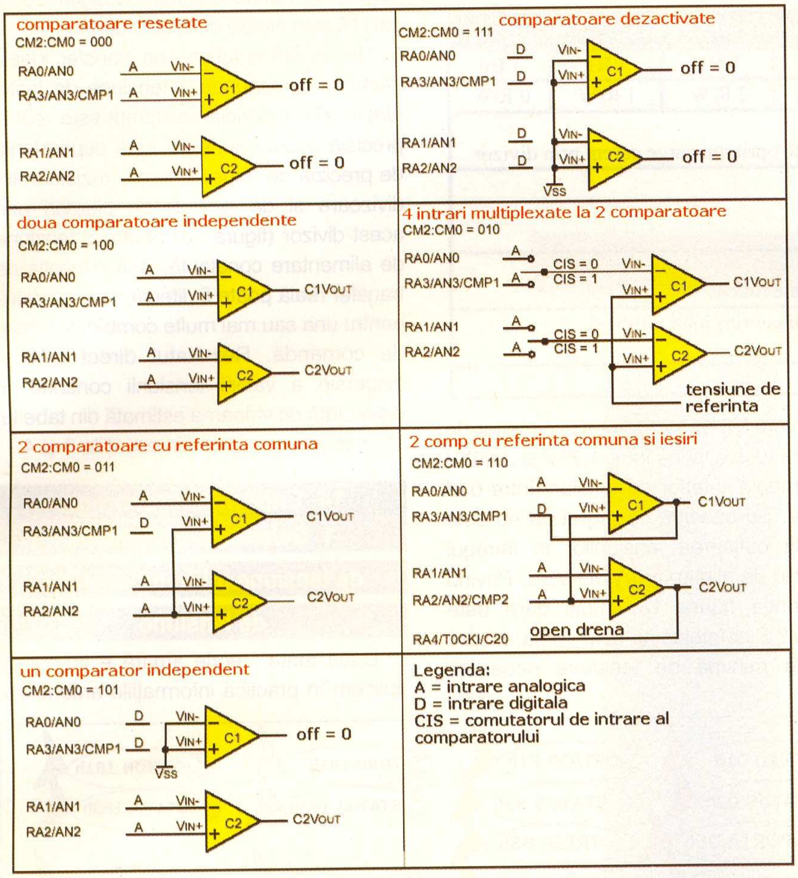



Fig.17

**Configurarea modurilor de conectare a comparatoarelor interne la pinii IO ai microcontrolerului, din biții CM2,CM1,CM0 și CIS ai registrului CMCON**

Cu cât viteza de variație a semnalului de intrare este mai mare, cu atât mai repede se stabilizează ieșirea. Semnul tensiunii de offset al intrărilor modifică pragul de comparare, acesta fiind pentru exemplul din figura 16, (Vin+) ± Voffset. Tensiunea de offset este de cel puțin ±10mV și crește în valoare absolută cu creșterea temperaturii capsulei. O măsurare exactă a valorii tensiunii de offset este dificil de realizat deoarece intervin erori introduse de curenții de pierderi ai diodelor de protecție existente pe fiecare intrare IO, respectiv căderile de tensiune pe rezistoarele comutatoarelor multiplexoare. Curenții de pierderi însumați pe fiecare intrare sunt de minim ±0,5µA la temperatura ambiantă. Aceasta este și cauza pentru care impedanțele de intrare în comparator trebuie menținute sub limita de 10kΩ. Cele șapte moduri de configurare a comparatoarelor sunt prezentate sintetic în figura 17. Registrul vinovat de o eventuală setare incorectă a comparatorului este CMCON, situat în bancul 0, adresa 01Fh.

Unul din modurile de configurare (figura 17) este extrem de important de cunoscut chiar dacă utilizatorul nu folosește comparatoarele în aplicația sa: CMCON=7 sau CM2:CM0=111, este modul în care comparatoarele sunt dezactivate și intrările-ieșirile analogice de comparator sunt configurate ca linii digitale IO. Un alt mod important este CM2:CM0=000, comparatoarele deși sunt conectate fizic la porturile RA0...RA3, ieșirile sunt în stare logică *low*. După un reset, **RA0...RA3 devin intrări de comparator (analogice)** și utilizatorul trebuie să țină seama de acest lucru. Durata de timp scursă între momentul aplicării unei tensiuni de intrare și momentul când ieșirea comparatorului va avea un nivel de tensiune garantat, poartă denumirea de timp de răspuns (TRESP). Acesta este maxim 0,4...0,6µs și este mai mic la tranziția *high-low* a semnalului de ieșire. Timpul de modificare al configurării intrărilor comparatorului până în momentul obținerii unei ieșiri valide (TMC2OV), este de maxim 10µs. Ca urmare, citirea ieșirii comparatoarelor trebuie să aibă loc la cel puțin 10µs după configurare și la cel puțin 0,4µs după aplicarea tensiunii de intrare, altfel rezultatele obținute vor fi eronate.

Noțiunea de **tensiune de referință** în mod generic, ne duce cu gândul cel puțin la un generator de tensiune cu o bună stabilitate pe termen lung și cu impedanță de ieșire mică. Pentru producătorii lui PIC16F62x, tensiunea de referință este cu totul altceva (figura 18). Este vorba despre un divizor rezistiv conectat direct la tensiunea de alimentare VDD a microcontrolerului printr-un tranzistor PMOS (comandă prin VREN). Tranzistorul NMOS permite obținerea a două domenii de tensiune pentru fiecare din comenzile date pe bitul VRR al registrului VRCON

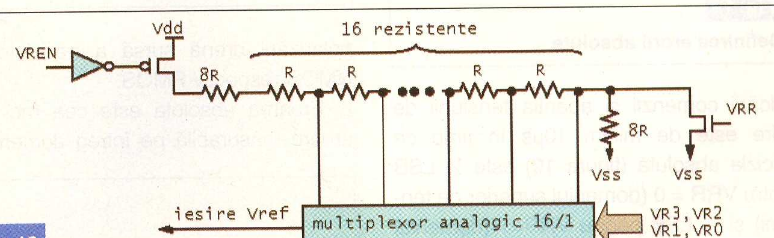



Fig.18

**Referința de tensiune, schema de principiu**

prezentat în tabelul 12 (adresa 09Fh, în bancul 1) prin scurtcircuitarea ramurii divizorului conectat la VSS. Astfel sunt disponibile 16 tensiuni distincte de ieșire în două domenii de tensiune. Impedanța de ieșire nu numai că nu este mică dar și variază cu algoritmul de comandă al

**TABELUL 11** Domeniul de tensiuni obținut la ieșirea Vref pentru VDD=5V, în cele două situații: VRR=1 respectiv VRR=0

| VR3:0 | 0000 | 0001 | 0010 | 0011 | 0100 | 0101 | 0110 | 0111 | 1000 | 1001 | 1010 | 1011 | 1100 | 1101 | 1110 | 1111 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Vrr=1 | 0 | 0.208 | 0.41 | 0.62 | 0.83 | 1.04 | 1.25 | 1.45 | 1.66 | 1.87 | 2.08 | 2.29 | 2.5 | 2.70 | 2.91 | 3.12 |
| Vrr=0 | 1.25 | 1.406 | 1.56 | 1.71 | 1.875 | 2.031 | 2.18 | 2.34 | 2.5 | 2.65 | 2.81 | 2.96 | 3.12 | 3.28 | 3.43 | 3.59 |

**TABELUL 12** Registrul VRCON, adresa 09Fh, banc 1

| VREN | VROE | VRR | - | VR3 | VR2 | VR1 | VR0 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 7R/W | 6 R/W | 5 R/W | - | 3 R/W | 2 R/W | 1 R/W | 0 R/W |
| **VREN:** bit de pornire a modulului Vref<br>1 = circuitul Vref este alimentat; 0 = circuitul Vref este oprit, nu curge curent prin divizor | | | | | | | |
| **VROE:** bit de conectare al tensiunii de ieșire<br>1 = tensiunea Vref este disponibilă pe pinul RA2;<br>0 = tensiunea Vref nu e disponibilă pe RA2 | | | | | | | |
| **VRR:** domeniul de tensiune al Vref<br>0 = domeniu de tensiune redus; 1 = domeniu de tensiune ridicat | | | | | | | |
| **VR3:VR2:VR1:VR0:** domeniu de selecție al tensiunii cuprins între 0 (0b) și 15 (1111b) conform ecuațiilor 3 și 4 | | | | | | | |
| W = scrie, R= citește | | | | | | | |

multiplexorului analogic (biții VR3, VR2, VR1, VR0 respectiv VRR ai VRCON), valoarea rezistoarelor din divizor fiind de aproximativ 2kΩ. Din acest motiv, dacă se dorește utilizarea acestei tensiuni pentru altceva decât referință pentru comparatoarele interne, este importantă utilizarea unui repetor cu AO.

Timpul de stabilizare între momentul

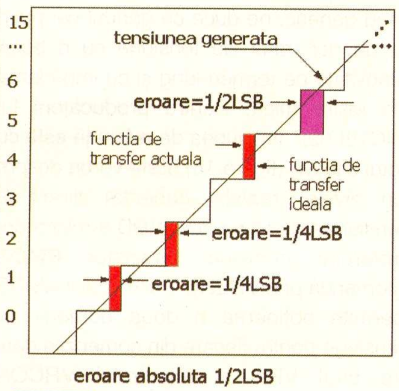



Fig. 19

**Definirea erorii absolute**

aplicării comenzii și apariția tensiunii de ieșire este de minim 10µs în timp ce precizia absolută (figura 19) este ½ LSB pentru VRR = 0 (domeniul superior de tensiuni) și ¼ LSB pentru VRR=1 (domeniul inferior de tensiuni). Pentru calculul exact al tensiunii de referință rezultate, este necesară cunoașterea precisă a tensiunii de alimentare și domeniul de tensiune ce urmează a fi selectat.

Astfel, pentru VRR=1:

**Vref = (VR<3:0>/24)*VDD (3)**

iar pentru VRR=0:

**Vref = (VDD*1/4 ) + (VR<3:0>/32)*VDD (4)**

În expresiile de mai sus VR<3:0> trebuie înțeles ca fiind numărul zecimal ce se formează din cei patru biți VR3, VR2, VR1,VR0.

De exemplu, pentru o tensiune de alimentare VDD=5V, domeniul superior de tensiuni va fi cuprins între 1,25V și 3,593V iar domeniul inferior de tensiuni între 0 și 3,125V. Se observă cu regret că nu este posibilă obținerea tensiunilor în întregul domeniu de alimentare VDD-VSS. Privind cu atenție figura 18, intuiți care este motivul? Bineînțeles că este vorba despre rezerva minimă de tensiune necesară

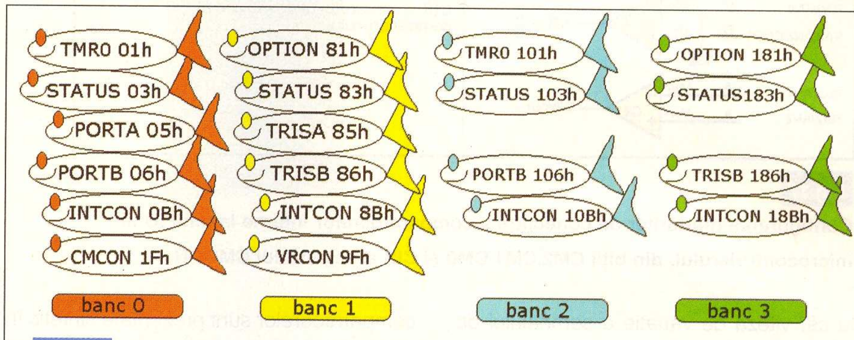



Fig. 20

**Regiștrii cu funcții speciale (SFR) ai PIC16F628 implicați în experiment**

polarizării drenă sursă a tranzistoarelor NMOS respectiv PMOS.

Eroarea absolută este cea mai mare eroare măsurabilă pe întreg domeniul de conversie. Pentru o comandă digitală pe 4 biți (16 stări binare distincte cuprinse între 0 și 15), există o funcție de transfer ideală căreia îi corespunde o tensiune de ieșire ideală. Din nefericire, sistemul este real și precizia acestei tensiuni este dependentă de precizia de împerechere a rezistoarelor divizoare și de curenții de pierderi prin acest divizor (figura 18) pentru o tensiune de alimentare constantă. Astfel funcția de transfer reală poate fi diferită de cea ideală pentru una sau mai multe combinații binare de comandă. Rezultatul direct este o dispersie a valorii tensiunii continue în ieșire, față de valoarea estimată din tabe lul 11 respectiv rezultată din ecuațiile 3 și 4.

## 14. Experiment analogic

### 1. Generarea unei rampe de tensiune utilizând referința de tensiune

După atâta teorie amară e timpul să aplicăm în practică informațiile anterioare.

Zicala populară: *"Teoria ca teoria da' practica ne omoară"* este din păcate destul de actuală. **Ca exemplu, este mult mai ușor să simulezi funcționarea unui**

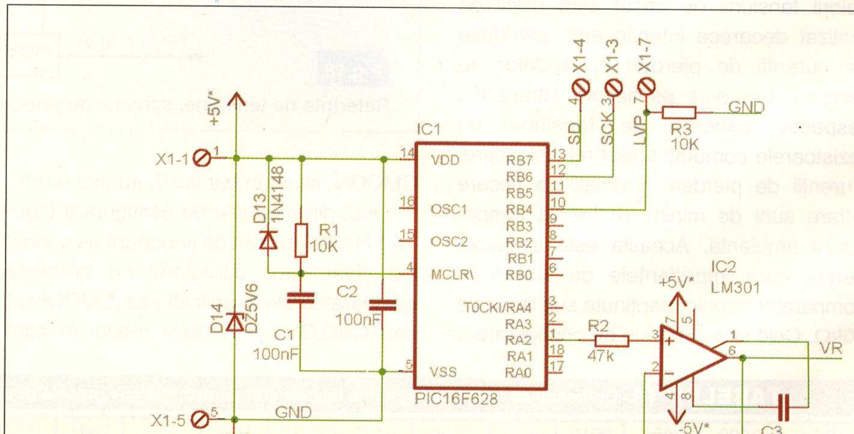



Fig. 21

**Obținerea unei tensiuni de referință cu impedanță de ieșire mică**

```
include f628_4ii      ; biblioteca de configurare a PIC16F628, oscilator intern cu
                     ; pragma target fuses         0b_11_1111_1001_1000
include jpic628       ; biblioteca de definire a regiștrilor PIC16F628
include jdelay        ; bibliotecă de întârzieri software

bank_1                ; salt în banc 1, aici se găseste registrul VRCON
vrcon = 0b_1111_0000         ; setează VR3, VR2, VR1, VR0 = 1111
bank_0                ; înapoi în banc 0

procedure triangle (byte in resolution)is ; procedură generare triunghi
var byte step = 15 / resolution           ; variabilă locală
  for step loop       ; execută repetitiv de step ori secvența până la end loop
    vrcon = vrcon + resolution            ; incrementează vrcon
    delay_1uS (10)                        ; așteaptă să se stabilizeze
  end loop                                     ; și reia dacă step < 15
 for step loop        ; execută din nou de step ori secvența până la end loop
    vrcon = vrcon - resolution            ; decrementează vrcon
   delay_1uS (10)                              ; așteaptă stabilizarea referinței
 end loop             ; și reia dacă step < 15 sau continuă dacă step = 15
end procedure

procedure ramp_1 is             ; ramp1 și ramp2 execută același lucru în mod diferit
  for 15 loop                   ; reia de 15 ori
   vrcon = vrcon + 1                   ; incrementează vrcon
   delay_1uS (10)                    ; asteaptă timpul de stabilizare
  end loop
  if vrcon == 0xFA then vrcon = 0xF0 end if    ; resetează vrcon la capătul de sc
end procedure

procedure ramp_2 is             ; ramp1 și ramp2 execută același lucru în mod diferit
 while vrcon != 0xfa loop       ; până la atingerea valorii 0x_fa reia bucla:
   vrcon = vrcon + 1                   ; incrementează vrcon
   delay_1uS (10)                    ; așteaptă timpul de stabilizare
 end loop                              ; ciclu while terminat pentru vrcon = 0xfa
   vrcon = 0xf0                        ; resetează vrcon la parametri initiali
end procedure

bank_1                          ; vrcon este in banc 1
forever loop                    ; aici începe programul principal main loop
  triangle (1)
;  triangle (3)
;  triangle (5)
;  ramp_1
;  ramp_2
end loop
```

**microcontroler pe un PC decât să realizezi practic montajul electronic. Surpriza este că realitatea nu se potrivește aproape niciodată cu simularea!** Vom revedea bancurile cu pești actualizate cu regiștrii modulelor analogice în discuție, pentru a ne împrospăta memoria (figura 20). Existența acestei informații [1] pe masa de lucru a experimentatorului este esențială !

Exemplul următor (figura 21) realizează generarea unei tensiuni triunghiulare cu frecvență variabilă în funcție de rezoluția utilizată pentru referință, respectiv o rampă liniară crescătoare sau descrescătoare în funcție de setarea parametrilor registrului VRCON. Rezultatul acestui program nu poate fi simulat pe PC, ci doar observat pe un osciloscop.

Deoarece obținerea frecvențelor maxime din referință implică micșorarea timpilor morți datorați instrucțiunilor suplimentare JAL, vizualizarea corectă pe osciloscop a celor patru forme de undă (trei semnale triunghiulare și o rampă pozitivă de tensiune) se poate face în acest moment doar prin înscrierea succesivă a programului și modificarea poziției comentariilor în cadrul buclei *forever loop... end loop*. IC2 (figura 21) este un repetor cu impedanță mare de intrare, rolul rezistorului R2 fiind doar cea de protecție a ieșirii RA2 pentru situația unui defect al IC2. R4 devine atunci necesară pentru echilibrarea curenților de polarizare ai intrărilor IC2. C3 are rolul de compensare în frecvență și valoarea acestuia poate altera forma de undă din ieșire. Deși poate fi utilizată compensarea în avans de fază, ea nu este necesară în domeniul scăzut de frecvențe ce poate fi generat de microcontroler pe ieșirea de referință. Alimentarea bipolară a IC2 este strict necesară pentru valorile tensiunii de referință apropiate de 0V. Dacă nu se urmărește obținerea unei tensiuni în apropierea lui 0V, se pot utiliza AO cu alimentare unipolară ce permit tensiuni de intrare de +(200...300)mV. Integrarea suplimentară a semnalului poate duce la dispariția aspectului "digital" al acestuia prin netezirea pragurilor de comutare. Pentru aceasta este nevoie de un FTJ la ieșirea IC1. Semnalul din figura 22 este *triangle* (1), achizitionat cu un osciloscop Lecroy LT262 cu o rată de achiziție programată de 10 ksample, amplitudinea efectivă fiind de 3,2V, iar durata impulsului triunghiular măsurată pe nivelul minim de amplitudine, de 330µs.

Scăderea rezoluției prin rularea procedurilor *triangle* (3) și *triangle* (5) duce la micșorarea sistematică a duratei pulsului triunghiular (creșterea frecvenței) prin atingerea aceleiași amplitudini într-un timp de 5 x 2, respectiv 3 x 2 ori mai scurt, dar la dificultăți de filtrare a formei semnalului. ◆

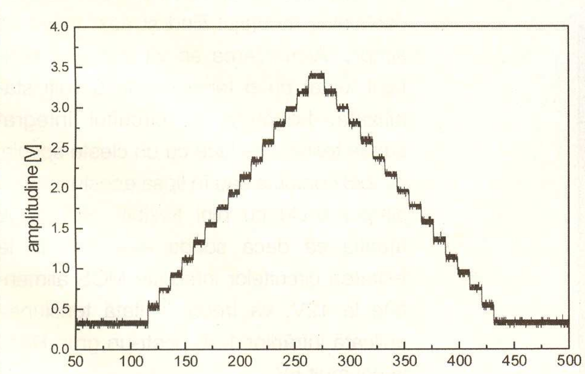



Fig. 22

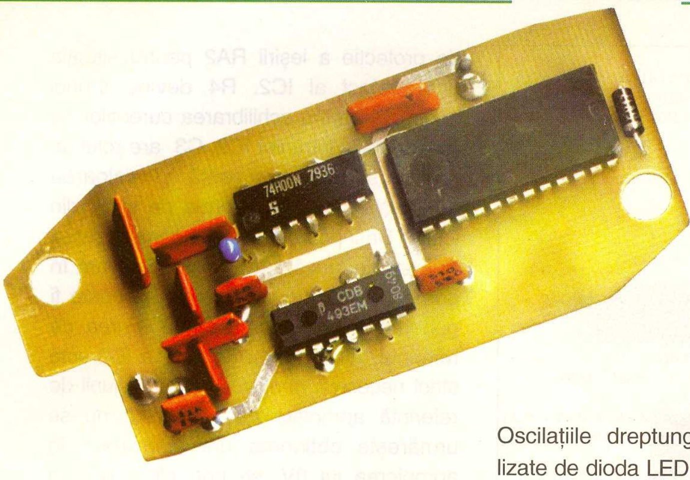
**Aspectul tensiunii triunghiulare pentru rezoluția maximă a referinței. *Spike*-urile vizibile pe cele 15 niveluri distincte de tensiune sunt datorate ratei de achiziție modeste selectate.**

*Bibliografie:*


1. DS40300C- fila de catalog finală a microcontrolerului PIC16F62X

2. DS80073D - erata la DS40300B, fila de catalog intermediară a PIC16F62X

3. http://surducan.netfirms.com/conex club/main.html




# Sondă pentru osciloscop

## cu 16 intrări

Doru **Sandu**, YO9CXY
*comraex@yahoo.com*

Montajul prezentat face posibilă afișarea concomitentă a stărilor logice pentru maxim 16 intrări, suficient în procesul de testare al unui circuit integrat de complexitate medie. Vizualizarea se face pe ecranul unui osciloscop cu respectarea configurației din catalog a pinilor CI (imagine desenată în partea de jos a schemei electronice). Simplitatea schemei cît și felul sugestiv în care se face afișarea sunt motive ce îndeamnă electronistul la realizarea aparatului deosebit de util în proiectarea schemelor logice sau verificarea în montaj a circuitelor integrate. Întreaga arhitectură este concepută în jurul circuitului SN74150, un multiplexor TTL 16 : 1 ușor de folosit. Configurația pinilor este prezentată în figura alăturată, iar pentru detalii se recomandă consultarea cataloagelor. Scanarea celor 16 intrări se face la frecvența impusă de oscilatorul realizat cu trei porți NAND și grupul RC ce are o constantă mare de timp necesară pentru a distinge clar poziția pinilor pe tubul catodic.

Oscilațiile dreptunghiulare sunt semnalizate de dioda LED și aplicate intrării unui numărător binar SN7493. La ieșirile A, B, C, D se obțin cele patru semnale necesare pe de o parte scanării intrărilor iar pe de altă parte formării semnalului în trepte cu ajutorul rețelei rezistive R/2R, care va fi în final aplicat intrării X a osciloscopului folosit. De asemenea, semnalul ieșirii A este mixat cu semnalul destinat intrării Y a osciloscopului, în așa fel încât afișarea să se facă într-o imagine clară cu două rânduri de cîte 8 pini. Deoarece folosim intrările externe X și Y ale osciloscopului se recomandă poziționarea corectă a comutatoarelor de pe panoul frontal.

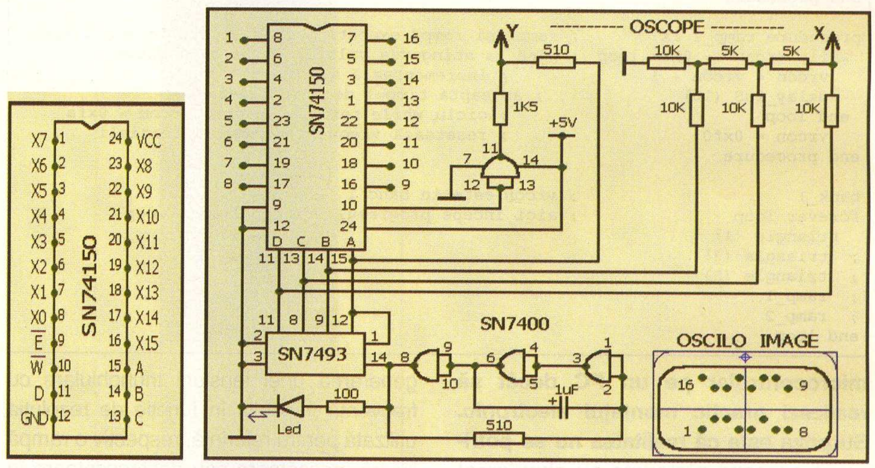



**Fig. 1** Schema electrică a sondei logice

Realizarea practică a sondei de măsură se poate face după modelul cablajului prezentat și introdus într-o cutie potrivită. Nu se insistă cu numerotarea componentelor pentru a nu încărca imaginea cablajului, montajul fiind și așa destul de simplu. Alimentarea se va face din montajul testat cu o tensiune de 5 volți stabilizată. Legătura cu circuitul integrat supus testului se face cu un clește special cu 2x8 contacte sau în lipsa acestuia cu un simplu soclu cu pini flexibili. Se atrage atenția că dacă sonda este folosită la testarea circuitelor integrate MOS alimentate la 12V, va trebui limitată tensiunea aplicată intrărilor 1-16 printr-un grup R/DZ la cel mult 5V.

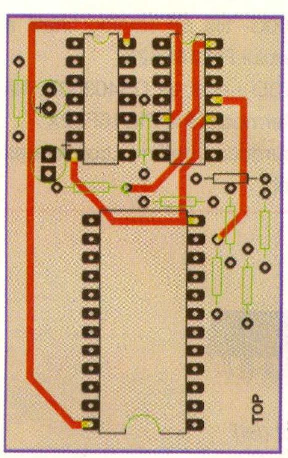



**Fig. 2**
**Cablaj, fața componentelor**

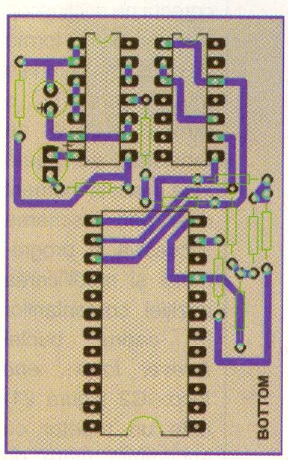
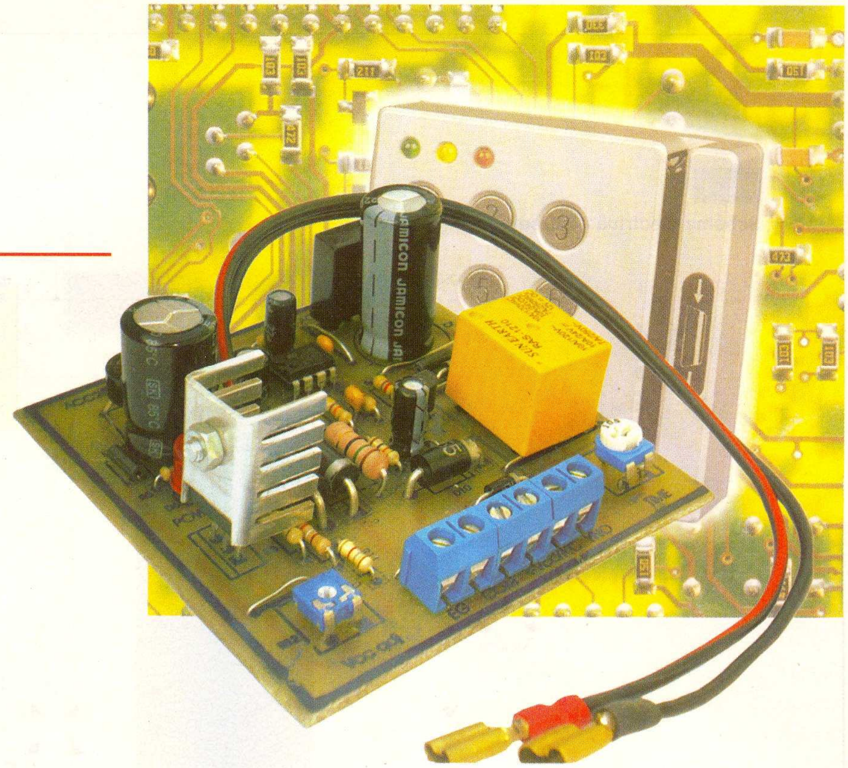



**Fig. 3**
**Cablaj, fața imprimată**

**Verificați întotdeauna existența legăturii de masă între montajul testat, sondă și osciloscop!** ◆

# Sursă dublă

## cu acumulator de back-up și timer



Croif V. **Constantin**
*office@elkconnect.ro*
Mircea **Zbarnia**
*electrozet@xnet.ro*

**Atât prin revistele de specialitate, cât și actualmente pe piața componentelor de securitate, sunt prezentate o multitudine de echipamente pentru controlul accesului (cifru electronic, comenzi radio pentru acționarea unor porți, interfoane). O parte din aceste componente (în special cele provenite din Asia de S-E) nu au capabilitatea (în curent, prin ieșiri *open collector*) de a acționa elementul de execuție (yalla sau motorul) ori nu dispun de alte facilități ( de exemplu ieșirile temporizate).**

Montajul prezentat este o sursă de tensiune duală, destinată aplicațiilor din domeniul controlului accesului, respectiv pentru acționarea și alimentarea încuietorilor (yalla) electromagnetice. Datorită funcției de sursă de back-up (prin intermediul unui acumulator) este de asemenea, recomandată de utilizat în sistemele de alarmă, apelatoare telefonice de urgență, interfoane, etc.

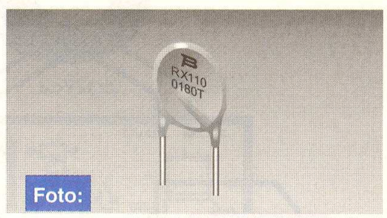
### Descriere

Sursa dispune de două ieșiri de tensiune, respectiv de 12Vc.c./300mA stabilizată și ajustabilă (pentru alimentarea echipamentului - tastaturii - de control acces, dacă este cazul) și cealaltă de 12V, max. 3A nestabilizat, pentru alimentarea yallei electromagnetice și, respectiv încărcarea unui accumulator de back-up ce are capacitatea de 1,2Ah.

Alimentarea yallei este supravegheată de un timer (realizat cu LM555, în configurație de monostabil) cu temporizare la anclanșare în gama 1...20s, ajsustabil. Declanșarea timer-ului se face prin punerea la masă a catodului diodei D8 (practic prin punerea la masă a bornei EG), semnalul de trigger-are ajungând la pinul 2 al lui LM555 prin circuitul de derivare format din R6-C7-C4-R4-R2. Acesta formează un impuls foarte scurt și sigur (sub 0,33 din tensiunea de alimentare) de declanșare a monostabilului. Temporizarea se poate ajusta în plajă 1...20s din semireglabilul R8.

Tensiunea de 13,7V, de curent mic, se obține de la regulatorul LM317. Reglajul tensiunii se face din semireglabilul R12.

Prin R9 și F3 acumulatorul se încarcă.




**Aspectul unei siguranțe resetabile**

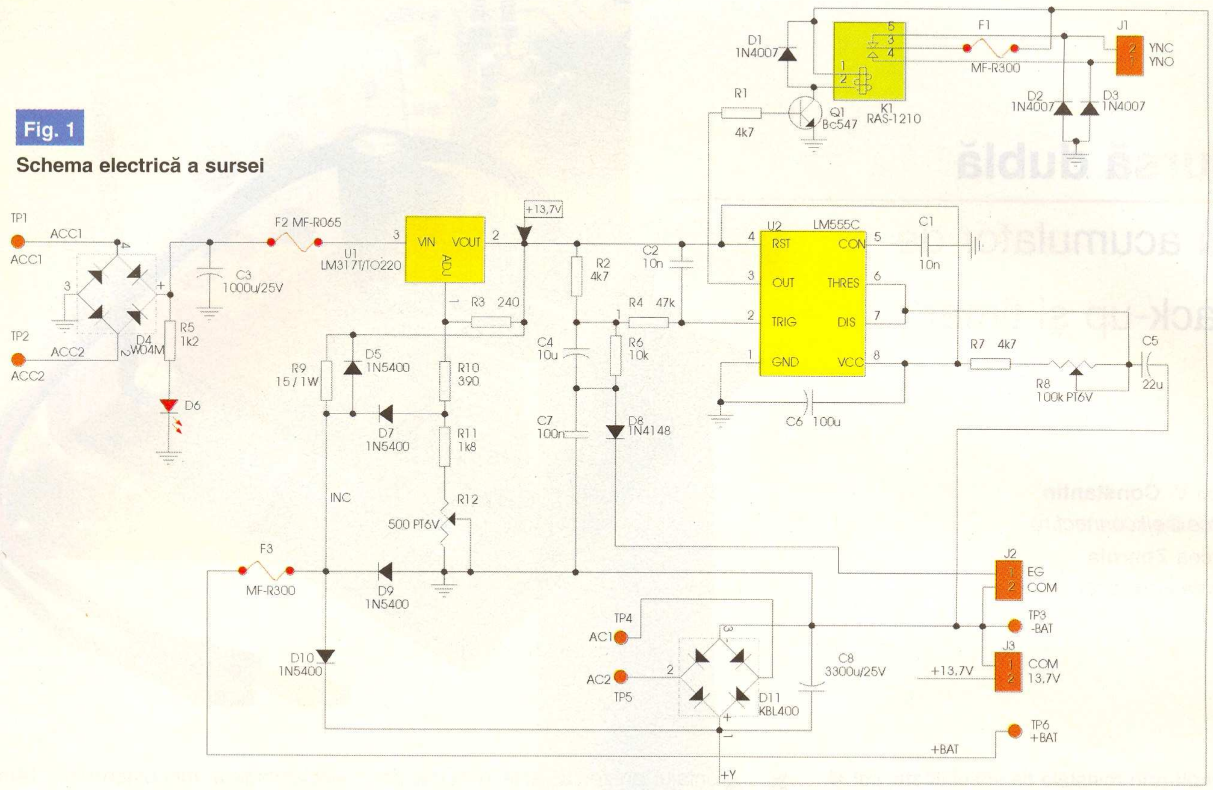
Tensiunea de 12V/ 3A max. este nestabilizată și se obține prin redresare și filtrare (D11-C8). Yalla este acționată de curentul acestei secțiuni a sursei, prin intermediul contactelor NC sau NO ale releului, funcție de situație (pentru starea NO numai pe perioada temporizării).

Componentele notate F1...F3 sunt **siguranțe resetabile tip MFRxxx**, la curentul de limitare dorit. Acestea au o constantă de timp de ordinul secundelor sau zeci de secunde, funcție și de temperatura de lucru. Ele întrerup la 2 x curentul de menținere (nominal, înscris pe capsulă).

În ce privește modalitățile de utilizare, sursa ECI-EZ-102 (denumită așa după codul de serie) poate lucra independent

**Fig. 1**

**Schema electrică a sursei**



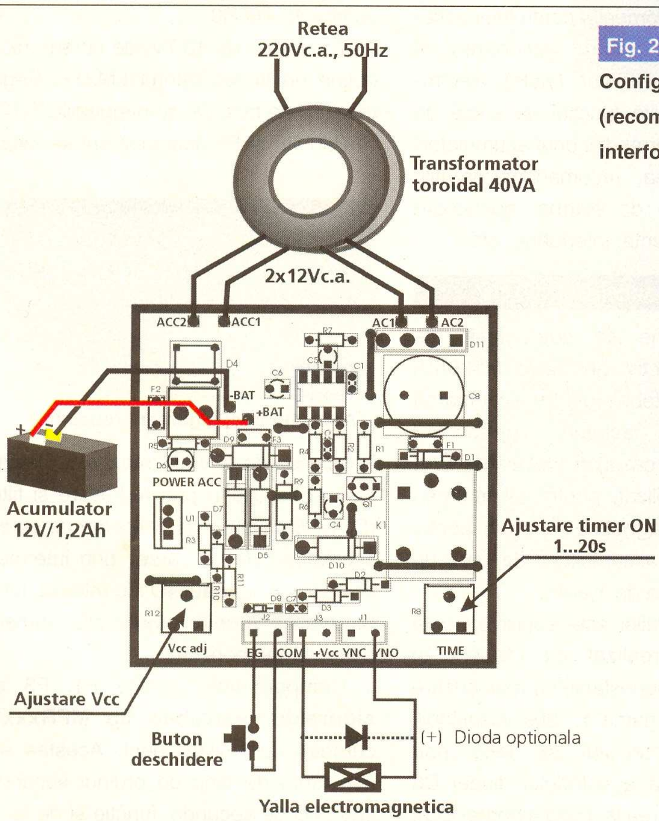




**Fig. 2**

**Configurația de bază (recomandată pentru interfoane)**

(pentru alimentarea și acționarea temporizată a unei yalle electromagnetice) sau împreună cu o tastatură de control acces și yallă electromagnetică. Configurațiile vor fi prezentate mai jos.

## Specificații tehnice:

- Tensiune alimentare 2x12Vc.a., min. 40VA, 50Hz;
- Tensiune de ieșire
  (a) 13,7Vc.c./ 300mA, stabilizat;
  (b) 12Vc.c./max. 3A;
- Încărcare accumulator 13,7Vc.c., tensiune constantă și limitare cu rezistor;
- Acumulator back-up 12V, max. 1,2Ah;
- Releu cu ieșire în tensiune 12V/max. 3A pe contact NO și 1,5A pe contact NC;
- Timer ajustabil 1...20s;
- Intrare activare timer releu prin buton tip NO, borna EG & COM.

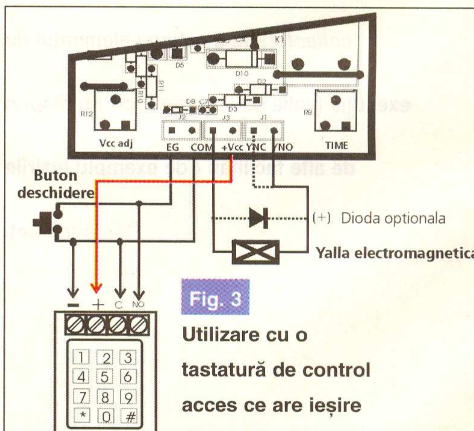



**Fig. 3**

**Utilizare cu o tastatură de control acces ce are ieșire de comandă tip open collector**

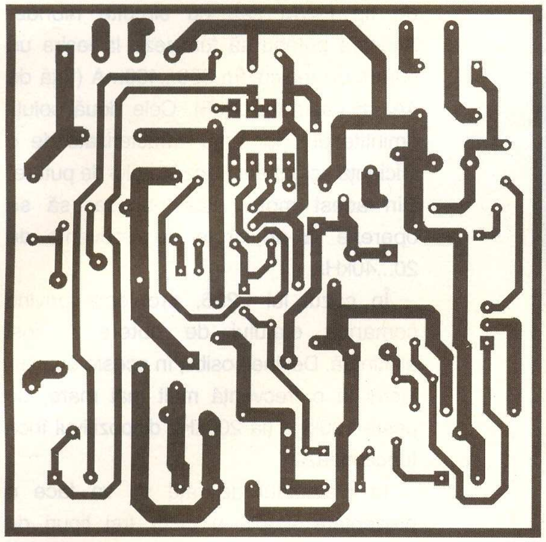


**Fig. 4** Cablajul sursei

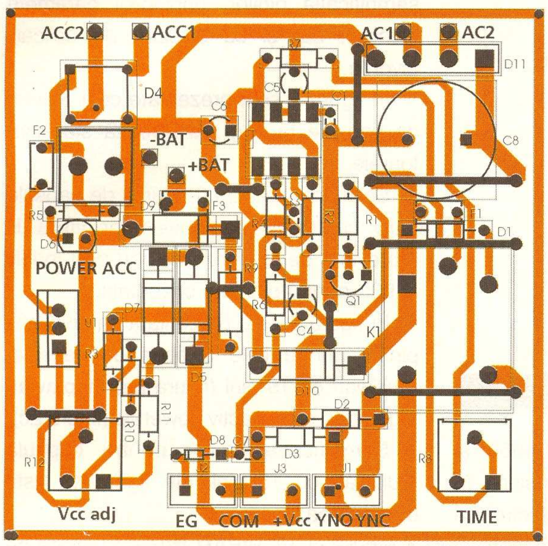



**Fig. 5** Desenul de amplasare a componentelor

## Descrierea conectorilor

***+13,7V** & **COM*** = sursă de tensiune stabilizată max. 300mA cu back-up de la acumulator (pentru alimentarea tastaturilor de control acces și a altor componente din sistem);

***EG** & **COM*** = Egress Button, intrare pentru buton de tip normal deschis, ce acționează timer-ul releului de ieșire (vezi conectorii YNO & YNC) a sursei de 12V/3A nestabilizată;

***YNC** & **COM*** = Fail Safe, ieșire 12V/1,5A în mod continuu, pe contact releu NC (normal închis), pentru alimentarea unei yalle electromagnetice. Alimentarea acesteia se întrerupe pe durata cât timer-ul este on;

***YNO** & **COM*** = Fail Secure, ieșire alimentare temporizată 12V/3A (cât timer-ul este on), pe contact releu NO (normal deschis), pentru alimentarea unei yalle electromagnetice;

***AC1** & **AC2** / **ACC1** & **ACC2*** = borne pentru alimentarea modulului ECI-EZ-102 de la un transformator (toroidal) de 220Vc.a. / 2x12Vc.a., min. 40VA;

***+BAT** & **-BAT*** = borne pentru conectarea acumulatorului de back-up (12V/1,2Ah).

## Facilități

**TIME** = semireglabil pentru ajustarea timpului de alimentare/acționare a yallei, în gama 1...20s;

**Vcc adj** = semireglabil pentru ajustarea fină a tensiunii de la ieșirea +13,7V;

**POWER LED** = LED pentru semanlizarea prezenței tensiunii de 13,7V.

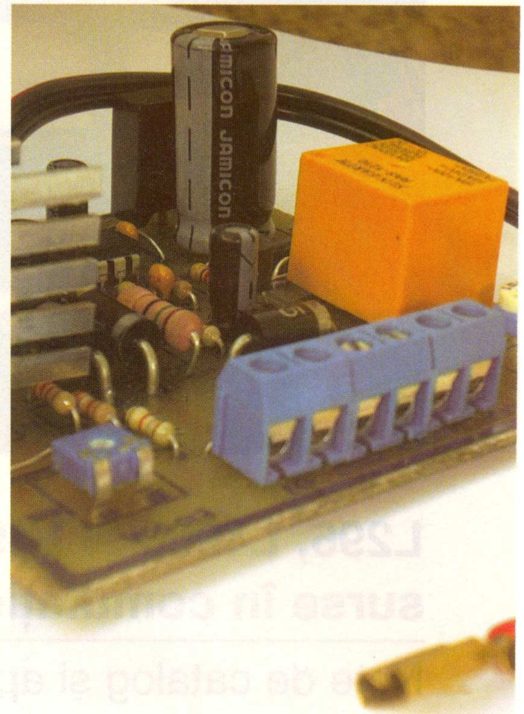
## Mod de utilizare

### 1. Configurația de bază

În figura 2 este prezentat modul de utilizare pentru configurația de bază, respectiv utilizarea sursei fără alt echipament de control al accesului (se recomandă la interfoane).

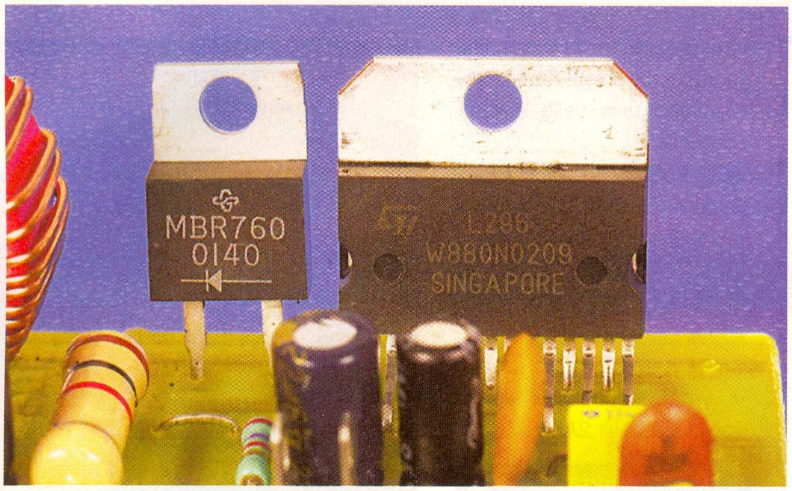
### 2. Deschidere electronică de la o tastatură de control acces

Se utilizează la tastaturi care au ieșire NO (normal open) pe un releu de mică putere (max. 1A) sau ieșire tip open collector. Mai multe butoane pentru deschidere pot fi conectate în paralel. Ieșirea tastaturii NO/C (în paralel cu butoanele de deschidere) comandă timer-ul sursei la bornele EG/COM.



## Realizare practică

Realizarea practică nu pune probleme. Sugestive sunt și fotografiile montajului. Cablajul este prezentat în figura 4. Informații suplimentare se pot obține de la autori. Toate componentele se găsesc în magazinele de specialitate. În locul siguranțelor resetabile se pot monta și siguranțe fuzibile. ◆

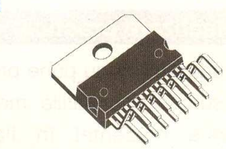



# L296, L4960 și L4962 - surse în comutație

## Note de catalog și aplicații (partea I)

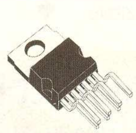
Șerban **Naicu**
*electronica@voxline.ro*

Fig. 1a



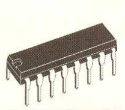
Multiwatt® (15 lead)
L296 (Vertical) L296HT (Horizontal)
L296P (Vertical) L296PHT (Horizontal)

Fig. 1b



HEPTAWATT
L4960 (Vertical)
L4960H (Horizontal)

Fig. 1c



POWERDIP
(12 + 2 + 2)
L4962/A (12 + 2 + 2 Powerdip)
L4962E/A (Heptawatt Vertical)
L4962EH/A (Horizontal Heptawatt)

### Prezentare generală

Circuitele integrate L296, L4960 și L4962 sunt stabilizatoare de tensiune în comutație, produse de ST Microelectronics (SGS-Thomson). Pot livra la ieșire tensiuni variabile cuprinse între 5,1V și 40V, la curenți maximi de 4A (L296 și L296P), 2,5A (L4960) și, respectiv 1,5A (L4962).

Ele lucrează în configurație coborâtoare de tensiune (step down), tensiunea de intrare maximă fiind de 50V.

Din seria acestor trei tipuri de stabilizatoare în comutație, o mențiune în plus merită circuitul integrat L296.

La începutul anilor '90, acest circuit integrat și-a făcut o apariție "sporadică" în magazinele specializate. Costa puțin și practic nu se vindea fiind puțin cunoscut.

L296 reprezintă un pionier în domeniul stabilizatoarelor în comutație monolitice în capsulă de plastic. Este primul circuit care include secțiunea de putere. Înainte de apariția lui L296, funcția de stabilizator coborâtor de tensiune se realiza cu ajutorul componentelor electronice discrete, comandate de un circuit integrat stabilizator, de tip PWM sau cu circuite hibride. Acestea puteau să furnizeze la ieșire un curent de maximum 300...400mA (față de 4A, în cazul lui L296). Cele două soluții amintite anterior erau caracterizate de o eficiență scăzută a tranzistorului de putere. Din acest motiv este necesar să se opereze la un ordin de frecvențe de 20...40kHz.

În cazul lui L296, problema privind comanda etajului de putere a fost eliminată. Devine posibil, în aceste condiții, lucrul la o frecvență mult mai mare, de peste 100kHz (la 200kHz dispozitivul încă funcționează).

În materialul de față se va face o prezentare amplă a celor trei tipuri de stabilizatoare, începând cu capsulele și semnificația pinilor, principalii parametri electrici, dar și cu o serie de aplicații diverse.

În figura 1 sunt prezentate cele 3 tipuri de capsule în care se livrează stabilizatoarele.

Se menționează că tipurile de capsule care conțin în denumirea lor litera H (abreviere de la Horizontal) au pinii îndoiți la 90°, pentru plantare orizontală.

În figura 2 este prezentată semnificația pinilor pentru cele 3 tipuri de capsule, multiwatt cu 15 pini (figura 2a), heptawatt (figura 2b) și respectiv powerdip (figura 2c).

Semnificația pinilor pentru capsula multiwatt cu 15 pini, din figura 1a este următoarea:

- Pinul 1 (CROWBAR INPUT): Intrare de tensiune pentru protecția la supratensiune Crowbar. Conectat în mod normal la intrarea de reacție, astfel comandând tiristorul (SCR) când $V_{out}$ depășește tensiunea nominală cu 20%. Se conectează la masă când nu se utilizează tiristor (SCR);
- Pinul 2 (OUTPUT): Ieșirea stabilizatorului;
- Pinul 3 (SUPPLY VOLTAGE): Intrarea cu tensiune nestabilizată;
- Pinul 4 (CURRENT LIMIT): Un rezistor ($R_{lim}$) conectat între acest pin și masă determină pragul la care se limitează curentul de ieșire. Dacă acest pin nu este conectat în circuit, valoarea curentului de ieșire este determinată intern;
- Pinul 5 (SOFT START): Constanta de timp pentru pornirea ușoară (soft start). Condensatorul conectat între acest pin

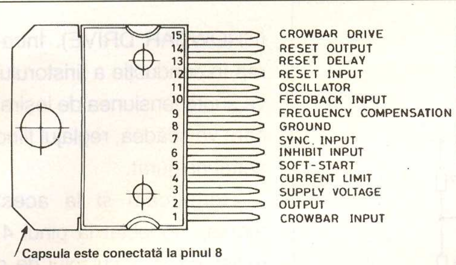



Fig. 2a
**Semnificația pinilor circuitului L296 multiwatt**

și masă determină constanta de timp pentru pornirea ușoară;

- Pinul 6 (INHIBIT INPUT): TTL - Level Remote Inhibit. Un nivel ridicat (high) de tensiune logică aplicat la acest pin aduce circuitul integrat în incapacitate de funcționare (blocare);
- Pinul 7 (SYNC INPUT): Mai multe circuite integrate de tip L296 pot fi sincronizate pentru a lucra în paralel, dacă intrările de la pinul 7 al acestuia se conectează împreună;
- Pinul 8 (GROUND): Masa comună;
- Pinul 9 (FREQUENCY COMPENSATION): Un circuit serie R-C conectat între acest pin și masă determină caracteristicile de câștig ale buclei de stabilizare;
- Pinul 10 (FEEDBACK INPUT): Pinul de reacție negativă al buclei de reglare. Ieșirea se conectează direct la acest pin



pentru obținerea tensiunii de 1,5V. Dacă se doresc tensiuni mai mari, acest pin se conectează la ieșire prin intermediul unui divizor;

- Pinul 11 (OSCILLATOR): Un circuit RC paralel, conectat la acest pin, determină frecvența de comutație. Acest pin trebuie conectat la pinul 7, atunci când oscilatorul local este folosit;
- Pinul 12 (RESET INPUT): Intrarea circuitului de aducere la zero (reset). Pragul este de aproximativ 5,1V. Acesta trebuie conectat la punctul de reacție negativă sau, prin intermediul unui divizor, la intrare;
- Pinul 13 (RESET DELAY): Un condensator conectat între acest pin și masă determină timpul de întârziere al semnalului de reset;
- Pinul 14 (RESET OUTPUT): Semnal de ieșire de reset open collector (colector în gol). Această ieșire este în starea "high" când sursa în siguranță;
- Pinul 15 (CROWBAR OUTPUT): Ieșirea de comandă a porții tiristorului (SCR) a circuitului de crowbar.

Pentru celelalte tipuri de capsule, heptawatt și respectiv powerdip, (figurile 2b și 2c), semnificația pinilor este prezentată în tabelul 1.

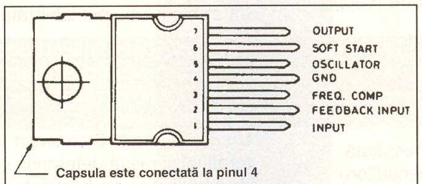



Fig. 2b **Semnificația pinilor la capsula heptawatt (4960)**

## Parametri electrici

Valorile maxime absolute ale parametrilor electrici ai stabilizatorului L296 sunt următoarele:

- Tensiunea de intrare la pinul 3 ($V_i$) = 50V;
- Diferența de tensiune intrare-ieșire ($V_i$-$V_2$) = 50V;
- Tensiunea de ieșire c.c. ($V_2$) = -1V;
- Tensiunea de vârf de ieșire (la t = 0,1µs, f = 200kHz) = -7V;
- Tensiunea la pinii 1,12 ($V_1$, $V_{12}$) = 10V;
- Tensiunea la pinul 15 ($V_{15}$) = 15V;
- Tensiunea la pinii 4, 5, 7, 9 și 13 ($V_4$, $V_5$, $V_7$, $V_9$ și $V_{13}$) = 5,5V;
- Tensiunea la pinii 10 și 6 ($V_{10}$ și $V_6$) = 7V;
- Tensiunea la pinul 14 ($V_{14}$) $I_{14}$ < 1mA = $V_i$;
- Curentul de repaus la pinul 9 ($I_9$) = 1mA;
- Curentul sursă la pinul 11 ($I_{11}$) = 20mA;
- Curentul de repaus la pinul 14 ($I_{14}$), $V_{14}$ < 5V = 50mA;
- Puterea disipată la $T_{capsulă}$ < 90°C ($P_{TOT}$) = 20W;
- Temperatura de stocare și a joncțiunii ($T_{stg}$, $T_j$) = -40°... +150°C.

În tabelul 2 se prezintă principalele caracterisici electrice ale stabilizatoarelor în comutație L4960 și L4962 (măsurate la $V_i$ = 35V și $T_j$ = 25°C).

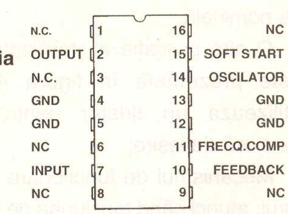
## Aplicații practice cu L296

În figura 3 se prezintă schema electrică a circuitului de test propusă de fabricantul stabilizatorului L296 în documentația de catalog. Aceasta reprezintă configurația clasică de utilizare a stabilizatorului în comutație L296 și oferă la ieșire o tensiune reglabilă (din potențiometrul R4).

La pinul 4 este conectat rezistorul de limitare a curentului de ieșire ($R_{lim}$). Dacă acesta ar lipsi, limitarea curentului furnizat la ieșire s-ar face direct, la valoarea de 4A. Dioda D1 este o diodă Schottky rapidă, de 7A.

Ieșirea RESET (pinul 14) semnalează, după o întârziere dată de valoarea

Fig. 2c
**Semnificația pinilor la capsula powerdip (L4962)**



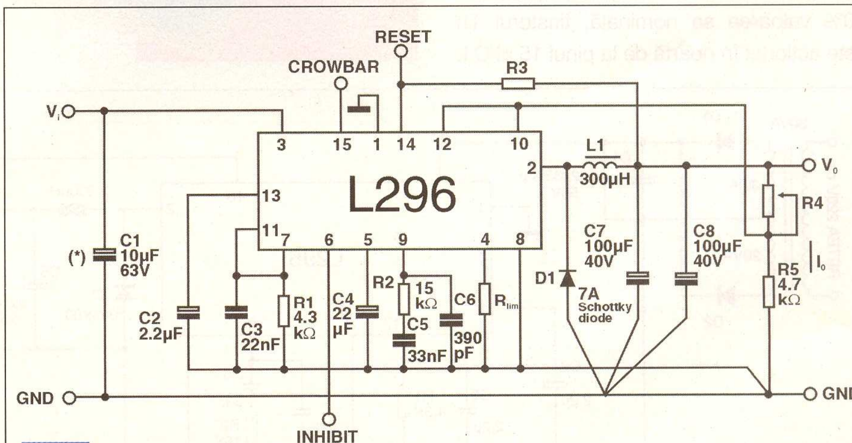




Fig. 3 **Circuitul de test pentru L296**

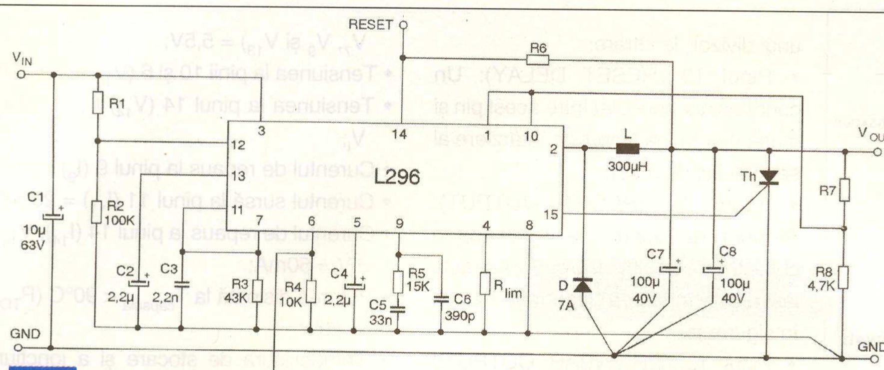



Fig. 4

**Aplicație cu L296, utilizând tiristor în circuitul tensiunii de ieșire**

**TABELUL 1** - Semnificația pinilor la capsulele heptawatt și powerdip

| Heptawatt | Powerdip | Denumire | Funcție îndeplinită |
|---|---|---|---|
| 1 | 7 | Tensiune alimentare (supply voltage) | Intrare tensiune nestabilizată |
| 2 | 10 | Intrare de reacție (feedback input) | Terminalul de reacție al buclei de reglare. Acesta se conectează direct la ieșire pentru 5,1V și prin intermediul unui divizor pentru tensiuni mai mari |
| 3 | 11 | Compensare în frecvență (frequency compensation) | Un grup serie R-C conectat între acest terminal și masă determină caracteristicile de amplificare ale buclei de stabilizare |
| 4 | 4, 5, 12, 13 | Masă (ground) | Masa comună |
| 5 | 14 | Oscilator (oscillator) | Un grup derivație R-C conectat la acest terminal determină frecvența de comutație. Terminalul trebuie să fie conectat la pinul 7 atunci când se folosește oscilatorul intern. |
| 6 | 15 | Pornire ușoară (soft start) | Timp constant de pornire ușoară. Condensatorul conectat între acest terminal și masă determină timpul constant de pornire ușoară. Condensatorul determină și valoarea medie a curentului de scurtcircuit. |
| 7 | 2 | Ieșire (output) | Ieșirea stabilizatorului |
| - | 1, 3, 6, 8, 9,16 | Neconectat (NC) | - |

(CROWBAR DRIVE). Intrarea în conducție a tiristorului va șunta tensiunea de ieșire, care va scădea, reglajul fiind astfel asigurat.

Remarcăm și la acest montaj, conectat la pinul 4, rezistorul $R_{lim}$, cu rolul de a asigura limitarea curentului de ieșire. Dacă rezistorul lipsește din schemă, curentul de ieșire se limitează intern la valoarea de 4A. Dacă $R_{lim}$ are 22kΩ, valoarea curentului de ieșire se limitează la o valoare mai mică, de 2,5A.

Dacă transpunem practic schema de catalog din figura 3, obținem schema practică dată în figura 5. Montajul prezentat reprezintă un stabilizator în comutația care furnizează la ieșire o tensiune reglabilă cuprinsă între 5,1V și 15V, la un curent de 4A.

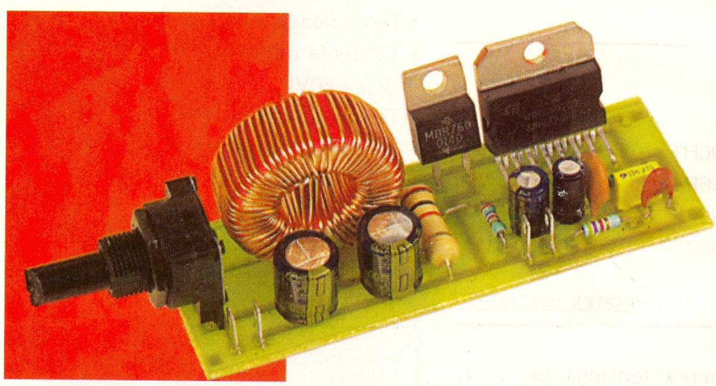
Reglajul tensiunii de ieșire se face cu ajutorul potențiometrului P (5kΩ).

Alimentarea cu tensiune a montajului se face de la

condensatorului $C_2$ (pinul 13), faptul că pinul 12 (RESET INPUT) a atins tensiunea sa nominală.

O altă aplicație a stabilizatorului L296 este prezentată în figura 4. Aceasta utilizează un tiristor pentru controlul tensiunii de ieșire.

Mecanismul de funcționare este următorul: atunci când tensiunea de la pinul 1 al C.I. (CROWBAR INPUT) depășește cu 20% valoarea sa nominală, tiristorul Th este acționat în poartă de la pinul 15 al C.I.



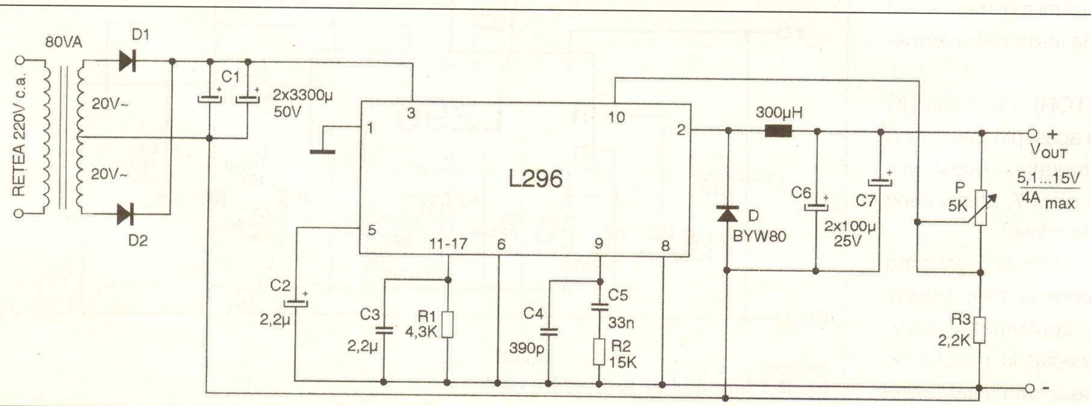



Fig. 5

**Stabilizator care furnizează tensiune reglabilă (5,1V...15V) la 4A**

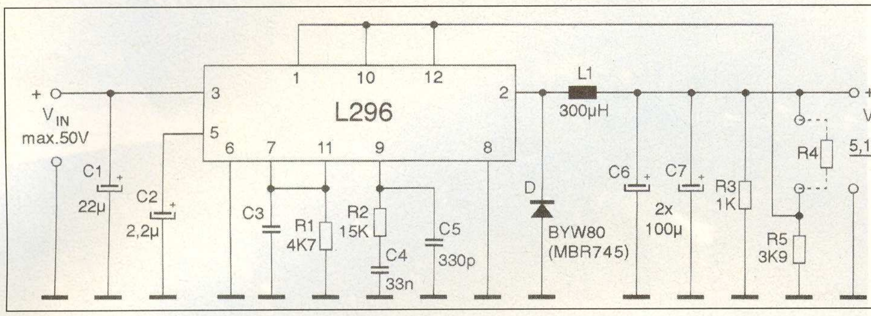



**Fig. 6a**

**Stabilizator în comutație cu L296**

rețeaua de 220Vc.a., prin intermediul unui transformator coborâtor de tensiune (de 80VA) și al unui redresor bialternanță cu două diode. Transformatorul are în secundar priză mediană și furnizează 2 x 20Vc.a. Filtrarea tensiunii continue nestabilizate, care se aplică C.I. L296 la intrare (pinul 3) se filtrează cu condensatorul electrolitic C1 (2 x 3 300µF).

Frecvența de oscilație este determinată de valorile componentelor de la pinii 11-7 și 9 (R1-C3, R2-C5 și C4). În cazul acestor valori prezentate pe schemă, frecvența de oscilație (de comutație) a C.I. este de 100kHz.

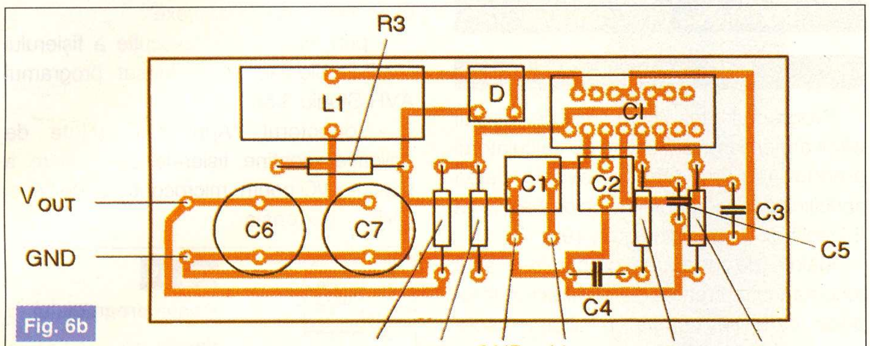



**Fig. 6b**

**Cablajul montajului din figura 6a**

Condensatorul C2 (de la pinul 5 - SOFT START) determină o creștere lină a tensiunii de ieșire.

Tensiunea de ieșire se poate regla cu ajutorul potențiometrului P (5kΩ) în plaja de valori 5,1...15V. Riplul tensiunii stabilizate de ieșire este mai mic sau egal cu 20mV.

Cu ajutorul bobinei de 300µH și a condensatoarelor electrolitice $C_6$ și $C_7$ (100µF fiecare) se filtrează tensiunea de ieșire. Bobina va avea cel puțin 33µH, la un curent de 4A. Este (de regulă) de formă toroidală.

Și, în fine, ultimul stabilizator pe care vi-l propunem spre realizare în această primă parte a articolului este dat în figura 6a.

Se remarcă, ca și la primele două montaje prezentate anterior, de altfel, numărul mic de componente electronice necesare (alături de C.I. L296) pentru realizarea acestui stabilizator în comutație.

De asemenea, se poate observa că montajul nu necesită nici un fel de reglaje la punerea în funcțiune.

În figura 6b este prezentat cablajul acestui montaj (partea placată și partea plantată). Dacă se respectă întocmai acest cablaj și nu se recurge la modificarea unor trasee, atunci nu vor exista dificultăți la punerea în funcțiune a stabilizatorului.

- continuare în pagina 45 -

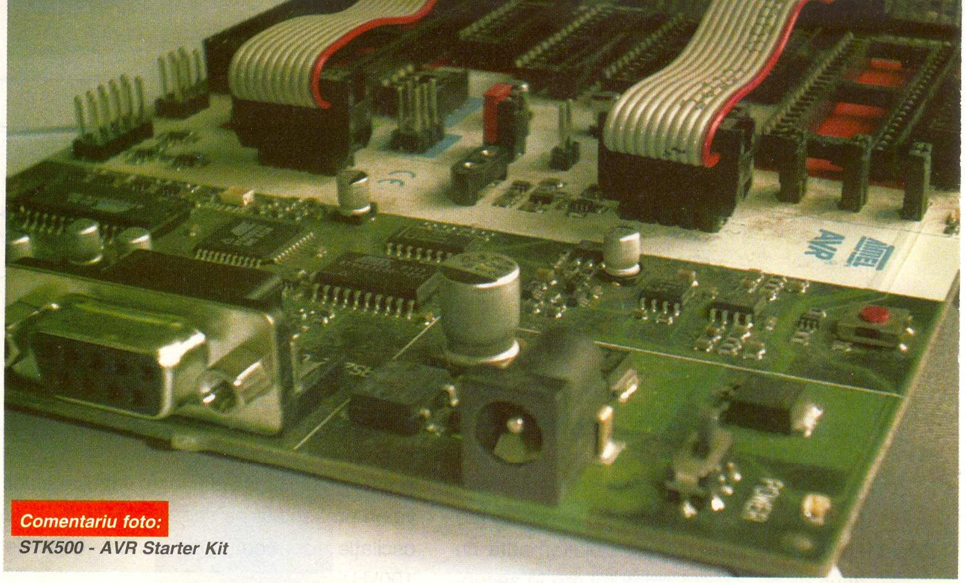
**TABELUL 2** - Caracteristici L490 și L4962 la $V_i$ = 35V și $T_j$ = 25°C

| Simbol | Parametru | Condiție testare | Valoare min. | Valoare tip | Valoare max. | UM |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_0$ | Tensiune de ieșire | $V_i$=46V; $I_0$=1A | $V_{ref}$ | - | 40 | V |
| $V_i$ | Tensiune de intrare | $V_0$=$V_{ref}$÷36V, $I_0$=2,5A(1,5A) | 9 | - | 46 | V |
| $\Delta V_0$ | Stabilizare | $V_i$=10÷40V; $V_0$=Vref; $I_0$=1A | - | 15 | 50 | mV |
| $\Delta V_0$ | Stabilizare în sarcină | $V_0$=Vref; $I_0$=0,5÷2A(1,5A) | - | 10(8) | 30(20) | mV |
| $V_{ref}$ | Tensiune de referință internă, terminal 2 | $V_i$=9÷46V; $I_0$=1A | 5 | 5,1 | 5,2 | V |
| $\Delta V_{ref}/\Delta T$ | Variația tensiunii de referință cu temperatura | $T_j$=0°C÷125°C; $I_0$=1A | - | 0,4 | - | mV/°C |
| $V_d$ | Tensiune de drop-out | $I_0$=2A | | 1,4 (1,5) | 3 (2) | V |
| $I_{0m}$ | Curent max. sarcină | $V_i$=9÷46V; $V_0$=$V_{ref}$÷36V | 2,5 (1,5) | - | | A |
| $I_{7L}(I_{2L})$ | Pragul de limitare al curentului pin 7(2) | $V_i$=9÷46V; $V_o$=$V_{ref}$÷36V | 3 (2) | - | 4,5<br>3,3 | A |
| $I_{SH}$ | Curent mediu de intrare | $V_i$=46V; Ieșirea în scurtcircuit | | 30 (15) | 60 (30) | mA |
| η | Eficiența | f=100kHz; $I_0$=2A (1A); $V_0$=$V_{ref}$<br>f=100kHz; $I_0$=2A (1A); $V_o$=12V | | | | %<br>% |
| SVR | Rejecția riplului tensiunii de alimentare | $\Delta V_i$=2$V_{rms}$; $F_{riplu}$=100Hz; $V_0$=$V_{ref}$; $I_0$=1A | 50 | 56 | - | dB |
| f | Frecvența de comutație | - | 85 | 100 | 115 | kHz |
| $F_{max}$ | Frecvența max. de comutație | $V_0$=$V_{ref}$; $I_0$=2A (1A) | 120 | 150 | | kHz |
| $T_{sd}$ | Temperatura joncțiunii pentru protecție termică | - | - | 150 | - | °C |

# Microcontrolere AVR (V)

## Descriere și utilizare

Leonard **Lazăr**
*lazarleo@yahoo.com*



***Comentariu foto:***
***STK500 - AVR Starter Kit***

**Articolul este dedicat prezentării programului AVR-Studio 3.56, un asamblor - compilator - simulator pentru programele de aplicație destinate microcontrolerelor seriei AVR. Programul poate fi descărcat de pe pagina de internet www.atmel.com. Deși este gratuit, utilizatorii trebuie să cunoască termenii și condițiile de utilizare ale acestui program accesând pagina "Atmel Corporation's Legal Notices" prin intermediul link-ului "Legal" al paginii de web.**

*download AVR-Studio:*
*www.atmel.com*

### Instalarea Programului AVR-Studio 3.56

Programul descărcat de pe site-ul www.atmel.com va fi salvat pe calculatorul propriu într-un director având calea specificată în momentul download-ării și va fi însoțit de icoana din figura 19.

Înainte de instalarea propriu-zisă este recomandată crearea unui director temporar care se va șterge ulterior (spre exemplu "AVR_TEMPORAR") pe unul din disk-urile disponibile (C\ sau D\), care va fi utilizat pentru dezarhivare. Se evită astfel calea implicită de dezarhivare: C:\WINDOWS\TEMP (figura 20), care poate crea anumite confuzii.

Procedura de instalare a programului AVR Studio 3.56 este inițiată prin dublu click cu mouse-ul deasupra icoanei din figura 19. Utilizatorul trebuie să specifice calea directorului de dezarhivare (figura 20), utilizând browser-ul de fișiere (comanda "Browse...").

După introducerea căii directorului creat, se dă comanda de dezarhivare "Unzip" iar în final se închide fereastra prin comanda "Close". În directorul utilizat pentru dezarhivare ("AVR_TEMPORAR") se va regăsi directorul "cdrom" (figura 21) care prin deschidere își va afișa conținutul (figura 22).

Prin lansarea în execuție a programului "SETUP.EXE" se va instala programul "AVR_Studio 3.56", calea implicită fiind: C:\Program Files\ Atmel\ AVR Studio (la instalare sunt create prin program directoarele "Atmel" și "AVR Studio").

Conținutul directorului "AVR Studio" este prezentat în figura 22.

În acest punct al prezentării interesează numai directorul "Appnotes" și fișierul executabil "AVRStudio.exe":

- prin lansarea în execuție a fișierului "AVRStudio.exe" este lansat programul AVR-Studio 3.56;
- directorul "Appnotes" (Note de aplicație) conține fișierele de definire a spațiului I/O pentru microcontrolerele seriei AVR (extensia .inc) și o serie de programe standard (citirea/ scrierea memoriei EEPROM, utilizarea timer-counter-elor, modul de lucru cu porturile de intrare/ ieșire, etc.) (extensia .asm); o parte din conținutul acestui director este prezentat în figura 23.




**Fig. 19**
**Icoana programului descărcat**

Pentru microcontrolerul AT90S2313, fișierul de definire a spațiului I/O are următorul conținut:

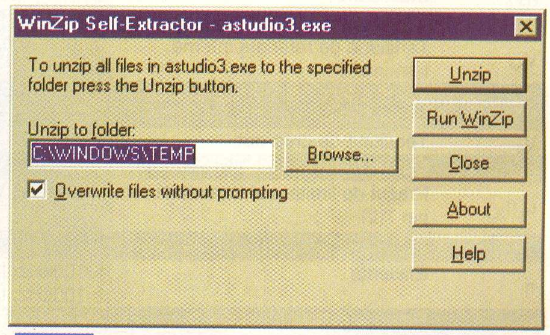



**Fig. 20**
**Calea directorului de dezarhivare**

```
;APPLICATION NOTE FOR THE AVR FAMILY

;* File Name   :"2313def.inc"
;* Title       :Register/Bit Definitions for the
               ; AT90S2313
;* When including this file in the assembly program
               ; file, all I/O register
```




**Fig. 21**
**Directorul creat prin dezarhivare**

```
;* names and I/O register bit names appearing in the
                ; data book can be used.
;* The Register names are represented by their
                ; hexadecimal addresses.
;* The Register Bit names are represented by their bit
                ; number (0-7).
.device AT90S2313
;***** I/O Register Definitions
.equ        SREG        =$3f
.equ        SPL         =$3d
.equ        GIMSK       =$3b
.equ        GIFR        =$3a
.equ        TIMSK       =$39
.equ        TIFR        =$38
; ............................
;***** Bit Definitions
.equ        SP7         =7
.equ        SP6         =6
.equ        SP5         =5
.equ        SP4         =4
.equ        SP3         =3
.equ        SP2         =2
.equ        SP1         =1
.equ        SP0         =0
.equ        INT1        =7
.equ        INT0        =6
; ............................
; etc.
```

Rolul fișierelor cu extensia .inc este de a permite referirea la registrele spațiului I/O (sau la unii biți ai acestuia) direct prin numele utilizate în datele de catalog (SREG, SPL, GIMSK, GIFR, etc. sau SP7, SP6, INT1, INT0, etc.). Includerea acestor fișiere în cadrul programelor sursă este realizată prin directiva de asamblare ".include". (Directivele de asamblare vor fi detaliate într-unul din numerele viitoare ale revistei). Spre exemplu, un program dedicat microcontrolerului AT90S2313 în care este inclus fișierul "2313def.inc" va avea următoarea structură:

```
; TITLU PROGRAM (comentariu)
.include "2313def.inc "
.ORG $00 ; RESET
rjmp START
.ORG $01 ; INT0
rjmp INT_EXT_0
; se continuă vectorul de întreruperi
START:
; (program propriu-zis)
:
:
; END (Sfârșit program)
```

AVR Studio 3.56

Interfața grafică a programului este prezentată în figura 24.

## Crearea unui proiect nou

Se recomandă mai întâi înființarea unui director de lucru (spre exemplu D:\AVR_LUCRU\). Din meniul "Project" al interfeței grafice se selectează opțiunea "New", prin care este activată interfața grafică din figura 25.

În primul control de tip text ("Project_name") se introduce titlul proiectului ("Primul_Proiect"), pentru locație ("Location") se caută cu ajutorul browser-ului lansat prin butonul de comandă etichetat "..." directorul în care este inclus proiectul




**Fig. 22**
**Conținutul directorului "cdrom"**

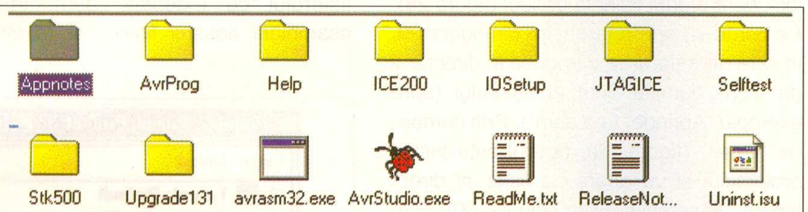



**Fig. 23**
**Conținutul directorului "AVR Studio"**

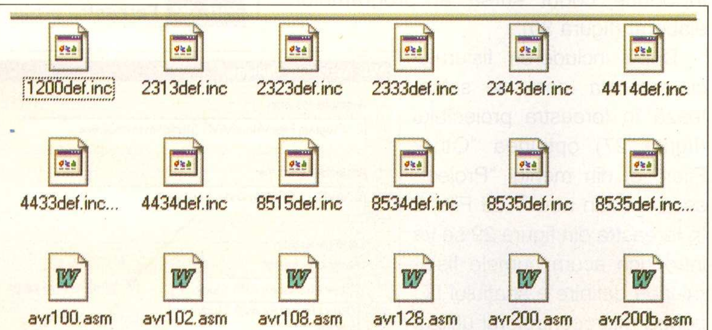



**Fig. 24**
**Conținutul directorului "Appnotes"**

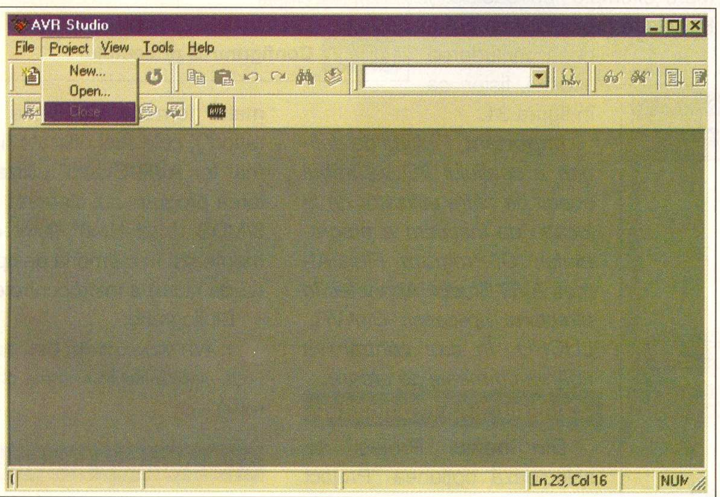



**Fig.25**
**Interfața grafică a programului AVR Studio 3.56**

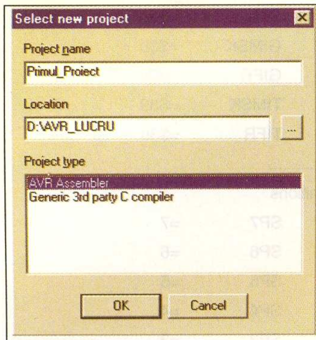



Fig. 26
**Crearea unui proiect nou**

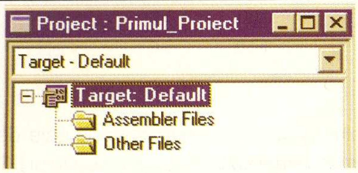



Fig. 27
**Fereastra proiectului**

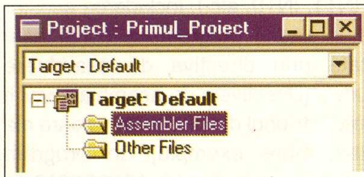



Fig. 28
**Selectare "Assembler Files"**

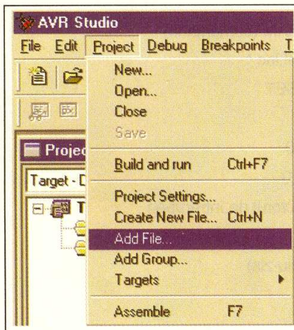



Fig. 29
**Selectarea elementului "Add File"**

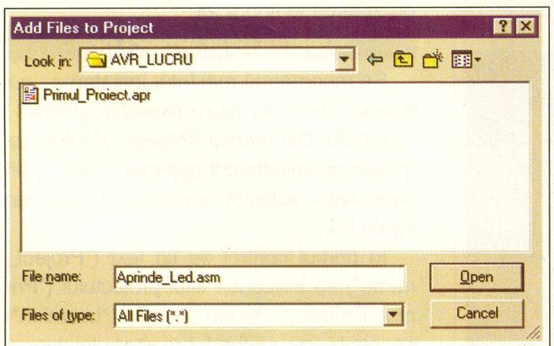
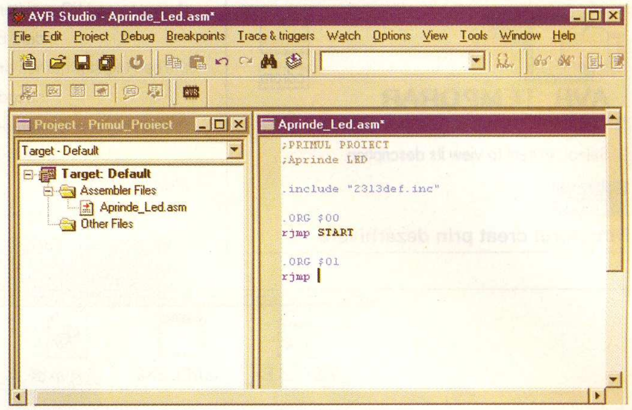



Fig. 30
**Includerea unui fișier cu extensia .asm la proiect**

Fig. 31
**Includerea unui fișier cu extensia .asm și fereastra editorului de text**




("D:\AVR_LUCRU") și se specifică tipul proiectului ("Project_type") - AVR Assembler. Prin comanda "OK" va fi activată o fereastră ca cea din figura 26.

Se selectează "Assembler Files" (fișiere cu extensia .asm) (figura 27). Din meniul Project se alege opțiunea "Add File", de includere a unui fișier la proiect (figura 28). Pe ecran va apare fereastra din figura 29, în care utilizatorul va introduce în directorul de lucru numele dorit al fișierului (spre exemplu "Aprinde_Led.asm"). Prin comanda "Open" (figura 29), fișierul este inclus proiectului și va apare ca fișier al directorului "Assembler Files" (figura 30). Prin dublu click deasupra acestui fișier va apare un editor de text care are în bara de titlu numele fișierului, în care utilizatorul va introduce codul sursă al programului elaborat (figura 30).

După includerea fișierului cu extensia .asm, se selectează în fereastra proiectului (figura 27) opțiunea "Other Files" și din meniul "Project" se alege din nou "Add Files". În fereastra din figura 29 se va introduce acum numele fișierului de definire a spațiului I/O pentru microcontrolerul utilizat (spre exemplu "2313def.inc"). Fereastra proiectului va arăta după includerea acestui fișier ca în figura 31.

***Important**. Fișierul de definire a spațiului I/O va trebui copiat de către utilizator de la locația de instalare a programului: C:\Program Files\Atmel\ AVR Studio\ Appnotes în directorul aplicației: D:\AVR_LUCRU. În caz contrar va apărea un mesaj de eroare.*

## Configurarea Proiectului

Din meniul "Project" se selectează opțiunea "Project Settings" (figura 28) care va activa o fereastră de lucru ca cea din figura 32.

În controlul de tip text etichetat "Asembler location" va fi introdusă calea de instalare a programului AVR Studio 3.56, iar în controlul de tip text etichetat "Assembler entry file" va fi introdusă calea fișierului cu extensia .asm. În urma asamblării acestui fișier pot rezulta mai

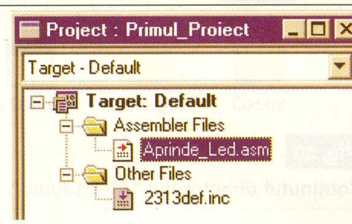



Fig. 32 **Fereastra proiectului**

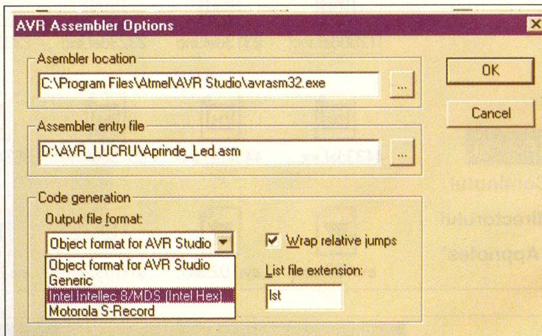


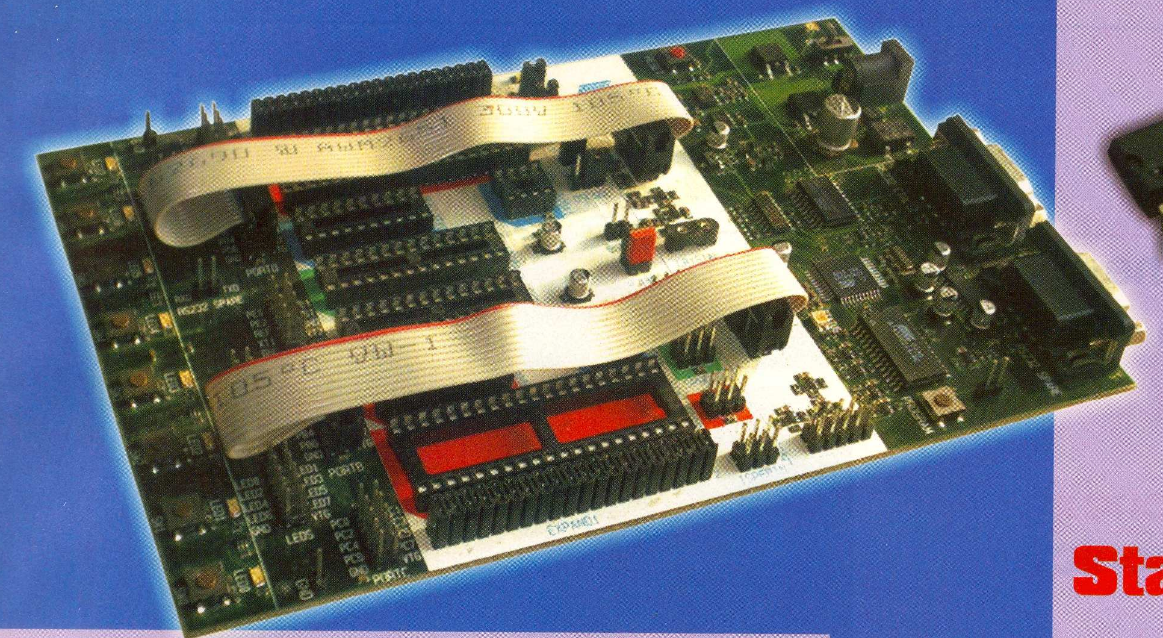

Fig. 33 **Configurarea proiectului**

multe formate de ieșire ("Code generation"), cele mai utilizate fiind "Object format for AVR Studio" utilizat pentru simularea programului elaborat și "Intel Intellec 8/MDS (Intel Hex)" fișier care se implementează în memoria de tip Flash (memoria de lucru) a microcontrolerului.

Bibliografie:

1. AVR Microcontroller Data Book, May 1996;
2. www.atmel.com (Data Sheet, Applications notes). ◆

- continuare în numărul viitor -






# STK 500
# Starter Kit

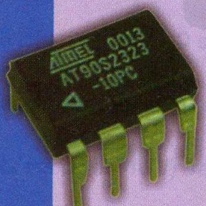
Cod 14632

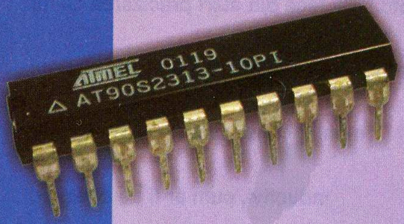
**6.120.000 lei**

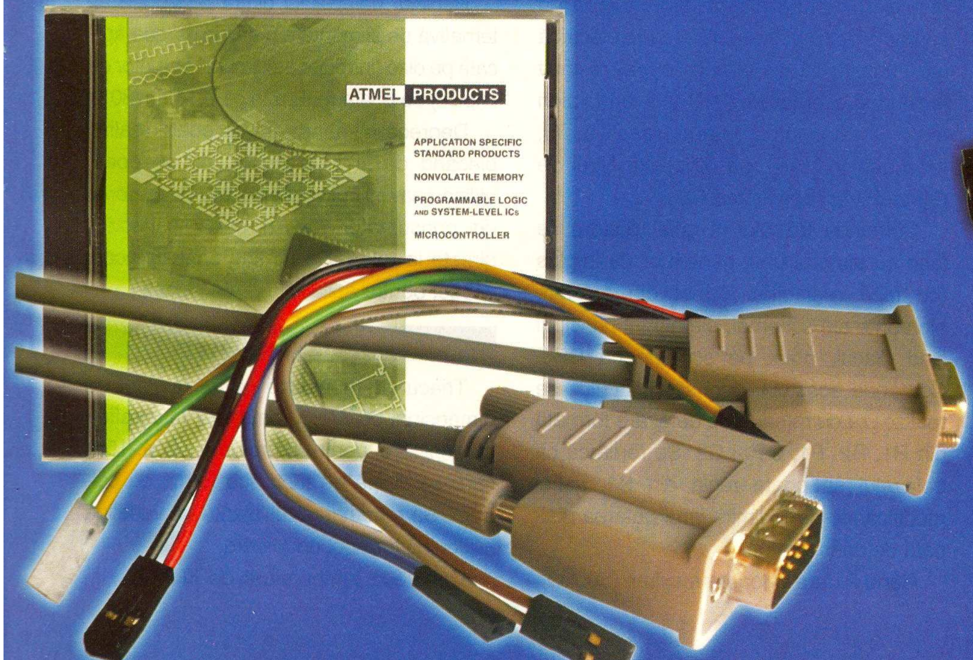
*STK500 este soluția oferită de Atmel celor care dezvoltă sisteme cu microcontrolere din gama AVR, produse de aceeași companie. Este un kit de dezvoltare conceput pentru testarea rapidă a programelor, devenit foarte cunoscut, astfel că, la ora actuală exista multe aplicații capabile să lucreze cu acesta. Se prezintă în continuare câteva caracteristici de bază.*

- compatibil cu AVR Studio (versiunea 3.2 sau mai recentă);
- interfața RS232 pentru conectarea cu calculatorul;
- tensiunea de alimentare: 10...15V c.c.;
- socluri pentru microcontrolere pe 8, 20, 28 și 40 de pini;
- programare în mod paralel sau serial, la tensiune ridicată;
- In-System Programming (ISP) - permite programarea circuitelor în sistemul din care fac parte, fără a mai fi nevoie de extragerea acestora din sistem;
- 8 butoane cu revenire pentru uz general;
- 8 LED-uri pentru uz general;
- conectori pentru accesul facil la toate porturile I/O;
- port adițional RS232 pentru uz general;
- conectori pentru eventuale module adiționale;
- memorie flash de 2Mb pentru stocarea datelor utilizatorului.

***Microcontrolerele ce pot fi programate cu STK500 sunt:***
*AT90S1200*
*AT90S2313*
*AT90S2323*
*AT90S2343*
*AT90S4414*
*AT90S4433*
*AT90S4434*
*AT90S8515*
*AT90S8535*
*ATmega161*
*ATmega163*
*ATtiny11*
*ATtiny12*
*ATtiny15*
*ATtiny28.*

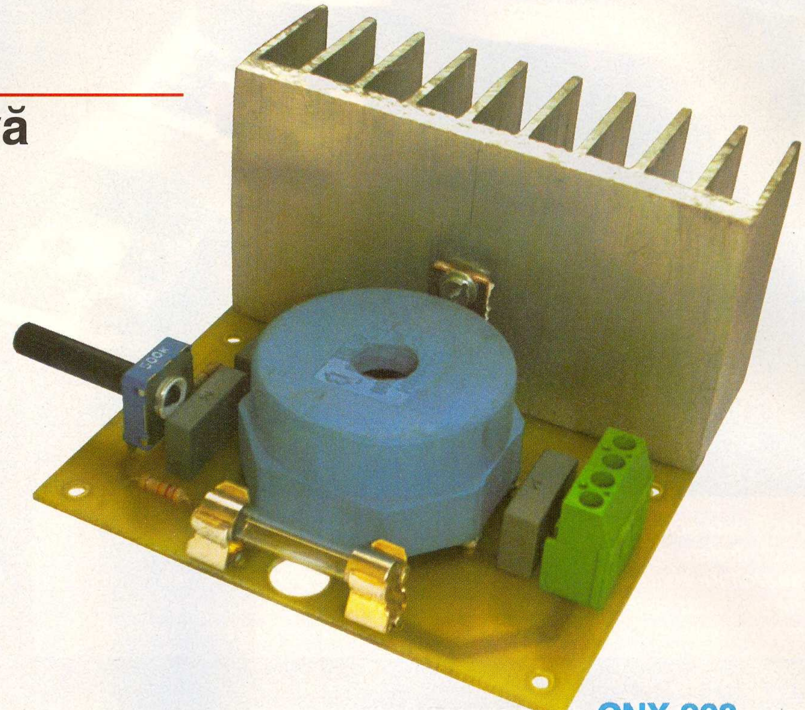



ATMEL®

# Regulator de tensiune alternativă de putere - 2kW



CNX 208

conex electronic

George **Pintilie**

**Montajul prezentat, realizat suf formă de kit asamblat de Conex Electronic, este un variator (regulator) de tensiune alternativă (VTA) de putere 2kW, recomadat pentru alimentarea cu tensiune variabilă a unor consumatori rezistivi (becuri cu incandescență, radiatoare, etc.). Se face din start precizarea că nu pot fi alimentați prin intermediul acestui montaj consumatori capacitivi sau inductivi, cum ar fi de exemplu motoarele electrice.**

Cu ajutorul acestui montaj se poate face reglajul tensiunii de alimentare alternative a unui consumator (respectiv a puterii consumate de acesta) alimentat la rețeaua de 220Vca, de la valoarea zero (teoretic) la cea maximă suportată de VTA (2kW).

## Descrierea funcționării

Consumatorul se conectează la rețeaua electrică de 220Vca/50Hz, în serie cu anozii triacului de putere tip TIC246N (figura 1). Pentru a evita pătrunderea de semnale perturbatoare în rețeaua electrică (se cunoște că un VTA deformează mult tensiunea alternativă, THD-ul având valori mari, se consumă putere reactivă, Q, măsurată în VAR), se utilizează filtrul de rețea LF1 și capacitatea C3.

Comanda triacului în grilă (poartă) se face cu ajutorul unui generator de implus (cu fază reglabilă) format din celelate elemente ale schemei, elementul principal fiind diacul, notat pe schemă cu DB3. Comanda acestuia, deci și a triacului, se realizează cu rețeaua de defazare formată din R1, R2, P1, C1 și C2. Se remarcă că defazajul se poate regla din P1, astfel modificându-se în limite largi puterea disipată de consumator.

Când P1 are valoarea maximă (500kΩ), condensatoarul C2 nu are timpul necesar să se încarce la o tensiune de cel puțin 30V, atât cât este tensiunea de deschidere (amorsare) a diacului (dată de catalog).

Dacă valoarea lui P1 scade (se ajustează din cursor), tensiunea pe diac depășește 30V și acesta din urmă intră în conducție, aplicând un impuls grilei triacului, care amorsează (și permite trecerea curentului de sarcină până la blocare, respectiv la trecerea semialternanței curente prin zero).

Reglajul defazajului dintre tensiunea alternativă de alimentare a sarcinii și cea aplicată pe diac (introdus de circuitul formator de impuls) se poate realiza în gama 12...180°.

Deorece comanda nu se poate realiza plecând de la zero grade, nu se poate utiliza cca. 5% din puterea maximă oferită de consumator, ca în cazul conectării directe la rețea. Se va ține cont de acest aspect pentru aplicațiile pretențioase.

## Recomandări constructive

Triacul se montează pe un radiator de dimensiuni 90x50x30mm (vezi fotografie), cu aripioare, pentru a prelua cei cca. 15W care se disipă pe triac sub formă de căldură. Se recomandă utilizarea de vaselină siliconică termoconductoare.

Deoarece temperatură de lucru a tria-

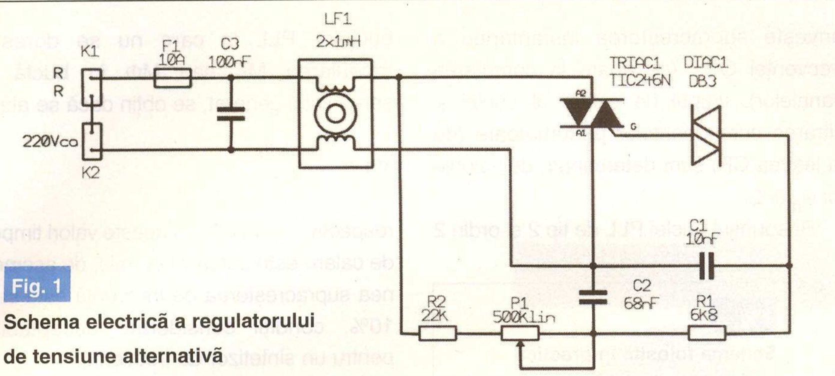



**Fig. 1**
**Schema electrică a regulatorului de tensiune alternativă**

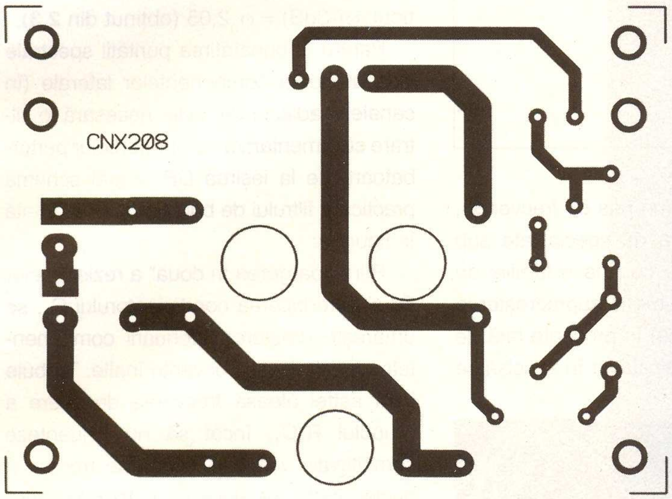



**Fig. 2**
**Cablajul regulatorului**

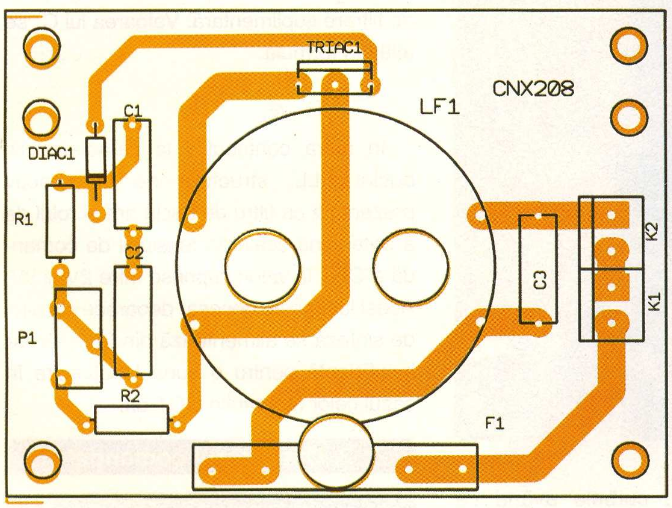



**Fig. 3**
**Amplasarea componentelor pe cablaj**

cului (la sarcină maximă), decia și a radiatorului, este de 60 de grade Celsius, trebuie să se asigure un tiraj natural de aer suficient răcirii radiatorului. Dacă montajul se montează într-o incintă închisă este obligatorie folosirea unui ventilator, astfel încât temperatura ansamblului triac-radiator să nu depășească 65°C.

Deaorece radiatorul, precum și celelalte componente se află la o tensiune mare (220Vca), trebuie luate măsuri corespunzătoare privind protejarea operatorilor și mediului înconjurător.

VTA-ul prezintă o fiabilitate și o siguranța ridicată în funcționare ca urmare a folosirii de componente de calitate.

*Recomandare.* Înainte de a conecta montajul la rețea P1 trebuie reglat pe poziția de tensiune minimă. ◆

**Cod:14297; Preț kit: 590.000 lei**

- urmare din pagina 9 -

Pentru structura de schemă din figura 2 sunt valabile relațiile:

**2.1**

$$\varpi_n = \sqrt{\frac{K_\Phi \cdot K_{OCT} \cdot K_R}{R_1 \cdot C}};$$

$$\xi = \frac{\varpi_n \cdot R_2 \cdot C}{2};$$

$$K_{F(s)} = \frac{s \cdot R_2 \cdot C + 1}{s \cdot R_1 \cdot C}$$

Notațiile folosite au următoarele semnificații:

$\omega_n$ este o caracteristică variabilă a buclei numită "frecvența caracteristică a buclei";

$\xi$ reprezintă factorul de amortizare al buclei;

**$K_F(s)$** este funcția de transfer a filtrului de buclă.

Folosind relațiile **2.1** se poate scrie explicit ecuația caracteristică a buclei PLL:

**2.2**

$$1 + K = s^2 + \frac{K_\Phi \cdot K_{OCT} \cdot K_R \cdot R_2}{R_1} \cdot s + \frac{K_\Phi \cdot K_{OCT} \cdot K_R}{R_1 \cdot C} = s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \varpi_n \cdot s + \varpi_n^2$$

Valorile lui $\omega_n$ și $\xi$ vor determina banda de trecere a buclei PLL:

**2.3**

$$\varpi(-3dB) = \varpi_n \sqrt{1 + 2 \cdot \xi^2 + \sqrt{2 + 4 \cdot \xi^2 + 4 \cdot \xi^2 + 4 \cdot \xi^4}}$$

Din relațiile de mai sus rezultă formulele de calcul pentru componentele filtrului de buclă:

**2.4** $$R_1 \cdot C = \frac{K_\Phi \cdot K_{OCT} \cdot K_R}{\varpi_n^2}$$

; se alege C și rezultă R1;

**2.5**

$$R_2 = \frac{2 \cdot \xi \cdot \varpi_n \cdot R_1}{K_\Phi \cdot K_{OCT} \cdot K_R} = \frac{2 \cdot \xi}{C \cdot \varpi_n}$$

Comportarea buclei PLL în ceea ce privește supracreșterea instantanee a frecvenței OCT (ce apare la comutarea canalelor), timpul de calare al buclei și filtrarea componentelor perturbatoare (de la ieșirea CP) sunt determinate de valorile lui $\omega_n$ și $\xi$.

Răspunsul buclei PLL de tip 2 și ordin 2

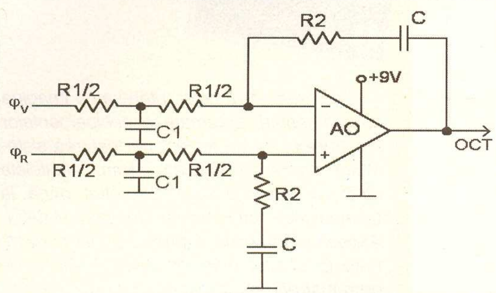
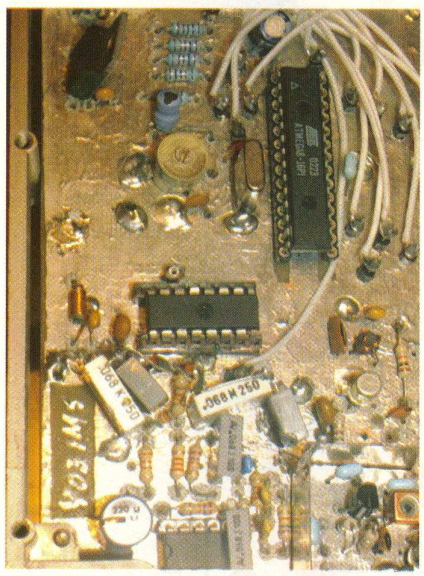



**Fig. 3**

**Schema folosită în practică pentru filtrul de buclă**

la o treaptă unitară (un pas de frecvență), este dat în literatura de specialitate sub forma unui grafic ce conține o familie de curbe. În ordonată se află supracreșterea de frecvență (de fază) în procente față de frecvența (faza) nominală iar în abscisă se



află produsul $\omega_n t_c$, curbele având ca parametru valoarea lui $\xi$. Pentru valori mari ale lui $\omega_n$ se obțin valori mari ale lui $t_c$ (dezavantaj!) și valori mari pentru banda de trecere, implicit banda de captură și banda de urmărire (avantaj).

Pentru valori nejustificat de mici ale lui $t_c$ ($\omega_{(-3dB}$ mare) apare supărător problema suprimării componentelor perturbatoare, crește zgomotul de fază și scade atenuarea în canalul adiacent.

Rezultate practice bune, în cazul buclelor PLL la care nu se dorește modularea MF sau MΦ în buclă a semnalului generat, se obțin dacă se aleg

$$\omega_n = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_R}{50}$$

respectiv $\xi$ = 0,707. Cu aceste valori timpul de calare este suficient de mic, de asemenea supracreșterea de frecvență este sub 10%, condiții considerate acceptabile pentru un sintetizor de frecvențe.

În condițiile date ($\xi$ = 0,707) rezultă o bandă de trecere la -3dB a buclei de tipul: $\omega(-3dB) = \omega_n 2{,}05$ (obținut din **2.3**).

Pentru îmbunătățirea purității spectrale și a atenuării componentelor laterale (în canalele adiacente) este necesară o filtrare suplimentară a componentelor perturbatoare de la ieșirea CP. Astfel schema practică a filtrului de buclă este prezentată în figura 3:

Prin "spargerea în două" a rezistențelor $R_1$ și introducerea condensatorului $C_1$, se urmărește creșterea atenuării componentelor spectrale de frecvențe înalte. Trebuie însă astfel aleasă frecvența de tăiere a grupului $R_1C_1$, încât să nu influențeze semnificativ valoarea benzii de trecere a buclei. Astfel se alege $\omega_s$ = 10 x $\omega$(-3dB), unde $\omega_s$ este frecvența de tăiere a grupului de filtrare suplimentară. Valoarea lui $C_1$ se află din formula:

$$C_1 = \frac{4}{R_1 \cdot \varpi_s}$$

În afara contribuției la caracteristicile buclei PLL, structura de filtru activ prezentată ca filtru de buclă are și rolul de a determina scalarea tensiunii de comandă a OCT la valori cuprinse între 2V și 8V. Acest lucru este necesar deoarece circuitul de sinteză se alimentează din 5V, valoare insuficientă pentru o bună funcționare în cazul celor mai multe OCT-uri.

## 3. Oscilatorul comandat în tensiune - OCT

Semnalul de eroare, filtrat, se aplică OCT comandând frecvența de ieșire $f_o$ a acestuia astfel încât să se asigure mereu egalitatea $f_R = f_o/N$. De regulă, OCT este un oscilator care are în circuitul de acord o reactanță care este controlată de tensiunea de comandă. De cele mai multe ori reactanța variabilă este capacitatea de barieră în polarizare inversă a unei diode varicap, capacitate controlată de tensiunea

de blocare aplicată diodei.

OCT trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

**3.1** să asigure oscilațiile de RF în toată gama de frecvențe impusă sintetizatorului de frecvență ce se dorește a fi realizat (acoperirea benzii $f_{omin}...f_{omax}$);

**3.2** frecvența liberă de oscilație, când bucla este deschisă, să fie în banda de captură a buclei;

**3.3** oscilațiile să fie "sărace" în armonici și cu zgomot cât mai redus - regim de lucru cvasiliniar, semnal de ieșire sinusoidal;

**3.4** sensibilitatea OCT este definită ca raportul dintre variația frecvenței de ieșire și variația tensiunii de comandă care a provocat-o:

$$K_{VCO} = \frac{\Delta f_o}{\Delta U_c} \cdot 2 \cdot \pi \quad [rad/s/V]$$

sau

$$K_{VCO} = \frac{f_{omax} - f_{omin}}{U_{cmax} - U_{cmin}} \cdot 2 \cdot \pi \quad [rad/s/V]$$

Uzual $K_{VCO}$ se măsoară în kHz/V sau MHz/V sau dacă $K_{VCO}$ este mare atunci tensiunea de comandă pentru pasul de frecvență este mică. Peste tensiunea de control se suprapune tensiunea de zgomot care va modula nedorit semnalul generat de OCT, rezultând astfel un semnal de RF "zgomotos" (puritate spectrală precară).

Este de dorit ca OCT-ul să-și păstreze o sensibilitate constantă în întraga bandă de frecvențe utilizată, lucru dificil de realizat în cazul schemelor simple cu diodă varicap, datorită caracteristicii pătratice de variație a capacității de barieră funcție de tensiunea de comandă.

## 4. Divizorul programabil

Funcția de transfer, sau câștigul, circuitului de reacție, adică al divizorului programabil este:

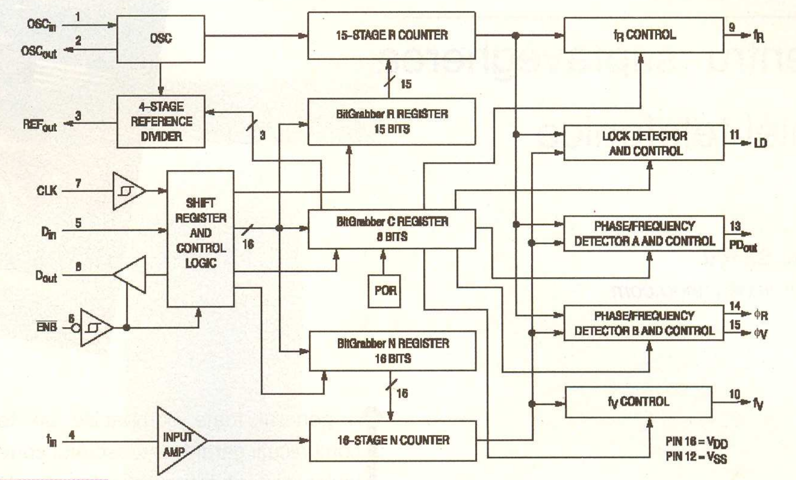
$K_R = \frac{1}{N}$; $K_R$ se află în domeniul

$$K_{Rmin} = \frac{f_R / R}{f_{omax}}$$ și

$$K_{Rmax} = \frac{f_R / R}{f_{omin}}$$

Variația valorilor $K_R$ va influența caracteristicile buclei prin modificarea $\omega_n$. Pentru proiectarea sintetizorului de frecvențe se consideră valoarea medie aritmetică a domeniului frecvențelor de lucru, adică pentru $(f_{omax} + f_{omin})/2$ sau

$$K_{Rm} = \frac{2 \cdot f_R}{f_{omax} + f_{omin}}$$



MC145170

**Schema bloc**

## 5. Frecvența de referință - $f_R$

Pasul de frecvență sau ecartul dintre două canale adiacente este stabilit de valoarea frecvenței de referință $f_R$. Stabilirea valorii frecvenței $f_R$ are următoarele limitări:

**5.1** valoarea maximă a lui $f_R$ este dată de frecvența maximă de lucru a comparatorului de fază, valoare precizată în catalogul circuitului;

**5.2** valoarea minimă a lui $f_R$ este limitată de caracteristicile buclei PLL. În cazul unei frecvențe de referință cu valoare mică rezultă o variație mică a tensiunii de comandă pentru un pas de frecvență. Rezultă astfel o depreciere a purității spectrale datorită valorilor comparabile ale treptelor de comandă și zgomotului parazit. Tot puritatea spectrală este afectată în acest caz și datorită dificultății ca filtrul de buclă să separe componenta de curent continuu de componenta $f_R/R$ în cazul valorilor mici, sub 3kHz, ceea ce determină evidențierea pregnantă a compușilor spectrali de tipul $f_o \pm f_R/R$ în semnalul generat. Tentativa de rezolvare a acestei situații acționând asupra caracteristicilor filtrului de buclă este de cele mai multe ori sortită eșecului pentru că în aceste condiții se va obține o valoare a lui $\omega_n$ mică și deoarece factorul de divizare N este mare atunci $K_{Rm}$ rezultă mic. Aceasta duce la scăderea câștigului global al buclei, determinând instabilitatea acesteia deci posibilitatea ca sub acțiunea unei perturbații relativ reduse să se piardă calarea pe frecvența dorită.

**5.3** frecvența de referință $f_R/R$ este impusă de normativele de administrare a benzii de frecvențe radio, care de regulă impun $f_R/R$= 25kHz sau 12,5kHz, în banda de UHF.

## Concluzii

În cele prezentate mai sus, am analizat principalele condiții ale funcționării sintetizorului de frecvențe. Cu ajutorul formulelor prezentate, față de cerințele sintetizorului de frecvențe și a caracteristicilor componentelor buclei PLL, se pot stabili soluții pentru realizarea acestuia. Pentru proiectare, dacă se consideră constante caracteristicile CP și OCT și frecvența oscilatorului de referință, rămân ca variabile de calcul factorul de divizare R, factorul de divizare N și componentele filtrului de buclă ($R_1$, $R_2$, C și $C_1$).

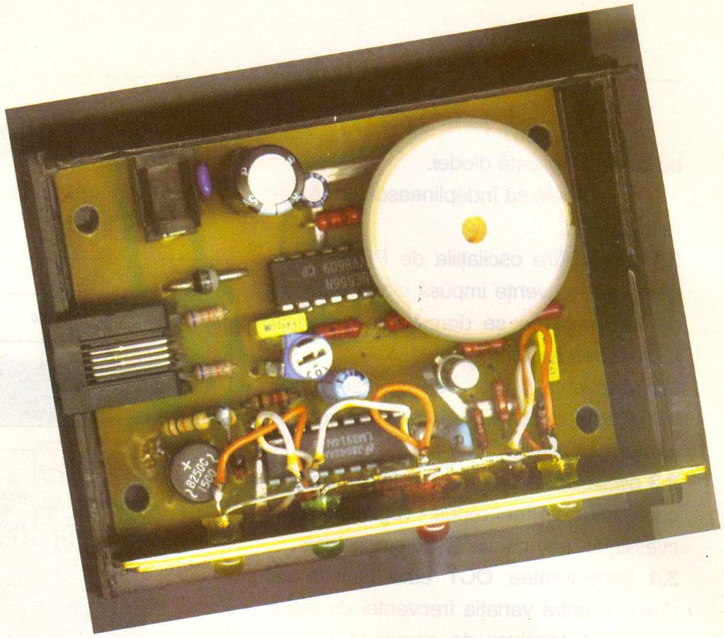
În articolul următor va fi prezentat un exemplu de proiectare, programare și realizare practică a unui sintetizor de frecvențe în banda VHF.

*Bibliografie:*


**Signetics:** Phase Locked Loops, secțiunea 26, catalog 1978;

**Motorola Semiconductors Documentation Library:**

- "MC145170-2 PLL Frequency Synthesizer with Serial Interface";
- AN535 "Phase-Locked Loop Design Fundamentals";
- AN1207 "MC145170 in Basic HF and VHF Oscillators". ◆



# Monitor

## pentru supravegherea liniei telefonice

Doru **Sandu**
*comraex@yahoo.com*

În general toate companiile de telecomunicații garantează secretul convorbirilor sau al transmisiunilor de date. Dacă în cazul telefoniei mobile sau a

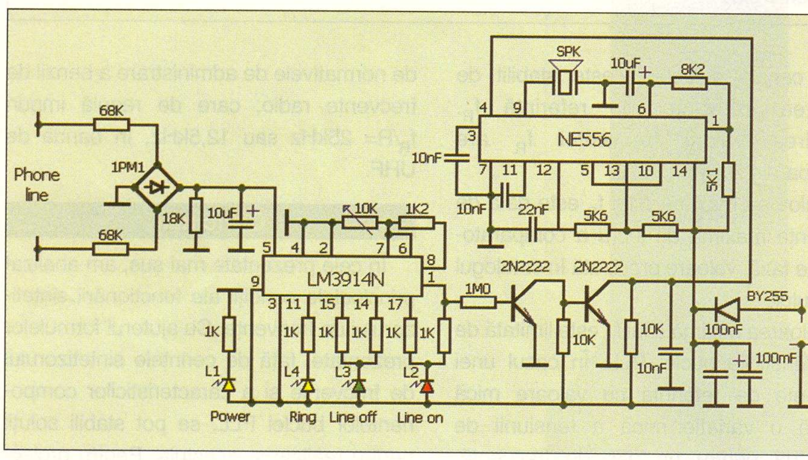



**Fig. 1**
**Schema electrică a interfeței**

internetului situația este discutabilă, în cazul telefoniei fixe situația este foarte clară - nu există nici un fel de protecție.

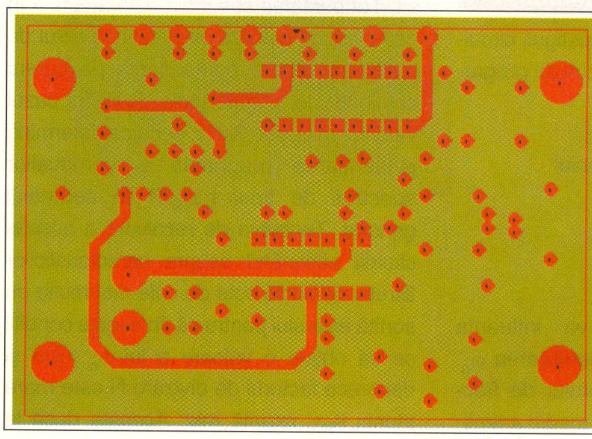


**Fig. 2**
**Cablaj, fața componentelor**



Sigur că pentru a se scăpa de reclamații au fost introduse parole cu diferite grade de acces, însă atâta timp cât cablurile ce fac legătura între tabloul principal din blocul de locuințe și utilizatori trec prin pereții apartamentelor sau în cel mai bun caz pe casa scării, oricine poate să folosească linii ce nu îi aparțin în folos personal. Sigur că nu oricine poate înregistra și decodifica parole dar cu puțină insistență toate piedicile cad una după alta. Așadar nu este suficientă protecția oferită, trebuind să monitorizăm permanent și personal linia telefonică. Dacă în plus vom înregistra toate numerele care au fost apelate cu ora și durata convorbirii rezolvăm problema protecției liniei telefonice în procent de 99%, lucru valabil atât pentru persoane fizice, cât și pentru societăți comerciale. Începem prin a prezenta un dispozitiv simplu cu ajutorul căruia monitorizăm permanent stările liniei telefonice

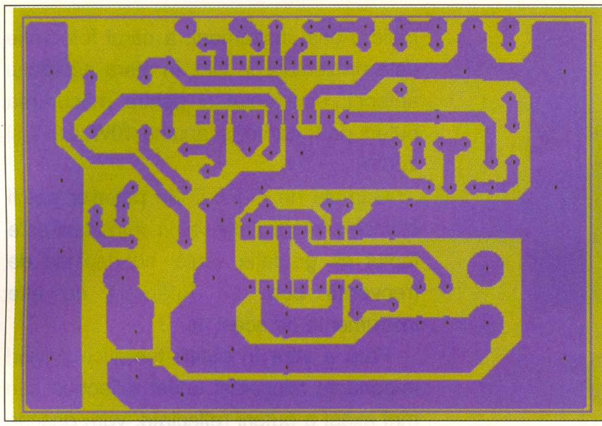


Fig. 3
**Cablaj, fața cu lipituri**

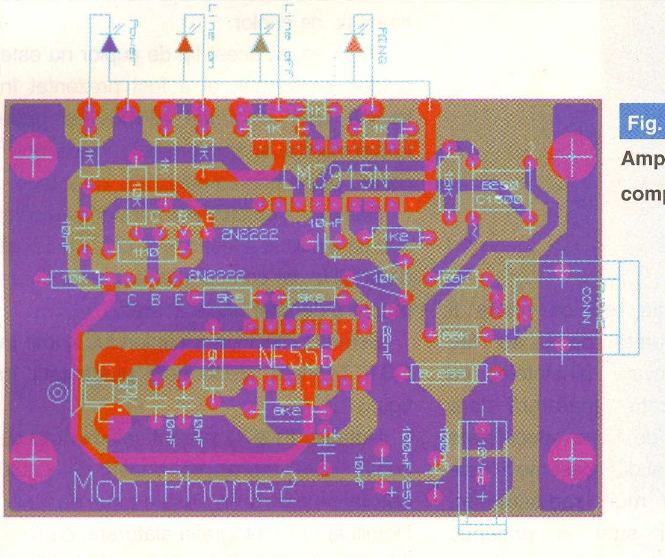



Fig. 4
**Amplasarea componentelor**

indiferent la ce fel de centrală este conectată, ca apoi în funcție de interesul acordat să dezvoltăm și alte aplicații. Pentru ca rezultatul să fie cel așteptat și pentru a nu intra în conflict cu distribuitorul de servicii trebuie luate în considerație următoarele:

1. Conectarea dispozitivului nu trebuie să influențeze impedanța liniei telefonice.
2. Conectarea nu trebuie să depindă de polaritatea liniei.
3. Dispozitivul trebuie să folosească doar semnale standard comune tuturor liniilor telefonice.
4. Starea liniei trebuie să fie semnalizată distinct pentru fiecare situație și anume:

- **apel abonat,** "semnalizată optic intermitent";
- **linie liberă (receptor în furcă),** "semnalizată optic verde";
- **linie ocupată (receptor ridicat),** "semnalizată optic roșu";
- **linie întreruptă (fără ton),** "semnalizată acustic intermitent".

Dacă se analizează schema electronică din figura 1 se observă că intrarea se face prin rezistoare de valoare foarte mare - 2 x 68kΩ, ceea ce îi face imperceptibilă prezența pe linia telefonică. Redresorul în punte face posibilă conectarea fără a ține cont de polaritatea liniei telefonice.

Tensiunea astfel obținută este aplicată pe intrarea unui voltmetru electronic realizat cu LM3914N sau LM3915N care semnalizează prin intermediul LED-urilor cele trei stări normale ale liniei (apel abonat-L4, linie liberă-L3, linie ocupată-L2).

La punerea sub tensiune singurul reglaj ce trebuie făcut este acela de a stabili cu semireglabilul de 10kΩ intensitatea maximă pentru LED-ul verde (linie liberă) și LED-ul roșu (linie ocupată) având dispozitivul conectat la linia telefonică care se trece alternativ în cele două stări. Pentru starea anormală, dar de o importanță deosebită, când linia este întreruptă sau pur și simplu nu este „ton" a fost prevăzut un avertizor acustic intermitent realizat cu CI - NE556. În situația respectivă toate LED-urile se sting declanșând alarma sonoră care prin ton, intensitate și intermitență se face remarcată. Difuzorul piezo-ceramic este capabil să producă un sunet suficient de puternic. Alimentarea cu tensiune de 12Vcc se face de la orice alimentator de preferință stabilizat și care poate asigura un consum de 250mA.

Circuitul imprimat este realizat pe cablaj dublu placat iar desenul este prezentat la scara 1/1 în figurile 2 și 3.

Plantând componentele conform schemei de principiu sau urmărind așezarea din figura 4, realizăm un aparat deosebit de util, care încasetat ca în fotografie poate oferi servicii de neînlocuit.

De altfel poate fi folosit cu succes și atunci când avem mai multe telefoane în paralel pentru a urmări dacă linia este liberă în așa fel încât să păstrăm intimitatea celorlalți. ◆

## *Info ...*

| *Cod* | *Tip* | *Preț (lei)* |
|---|---|---|
| 4864 | LM 3914 N-1 | 100.000 |
| 4865 | LM 3915 N | 100.000 |
| 4877 | LM 556 D (SMD) | 13.000 |
| 4878 | LM 556 N | 30.000 |

... la conex electronic

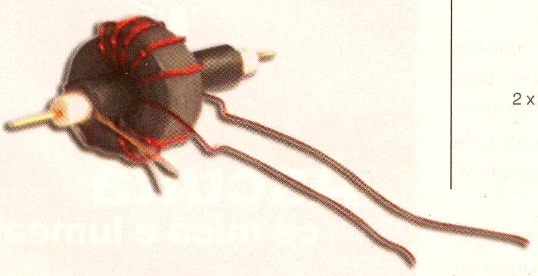



# SWR-metru Power-metru

## Pagini realizate în colaborare cu FRR

Ilie **Mihăescu**

**O importantă condiție, în traficul radio profesional sau de amator, este ca energia debitată de amplificatorul RF să ajungă în antenă și apoi să fie radiată în spațiu.**



Această condiție tehnică poate fi îndeplinită numai dacă se fac măsurări adecvate, bineînțeles cu aparatură specializată, aparatură care dacă este produsă de firme specializate costă destul de mult și din acest motiv este inaccesibilă pentru mulți radioamatori. Cum radioamatorii sunt și pricepuți constructori, voi prezenta modul de construcție al unui SWR-metru și Power-metru pentru unde scurte, în zona 1,8...30MHz, pe care-l folosesc curent în trafic. Acest instrument, a cărui fotografie este prezentată în titlu, în afara acordului antenei, este dotat și pentru măsurarea puterii pe 3 game, și anume 10W, 20W și 100W.

Gamele de măsură ale puterilor pot fi extinse și pentru alte valori, important este faptul că gradația scalei nu depinde de frecvență cum se întâmplă cu alte instrumente de acest tip.

Fără a intra în detalii teoretice privind importanța micșorării undei reflectate sau mai exact a puterii reflectate, vom descrie acest tip de cuplor.

Precizez că acest tip de cuplor nu este o idee personală, el a fost prezentat în revista QST de către KI6WX de unde m-am inspirat și am construit un exemplar pentru uz propriu cu materiale autohtone.

Radioamatorul KI6WX afirmă în articolul său că a utilizat acest cuplor și în frecvența de 50MHz dar corespondența gradațiilor în putere a căpătat unele abateri.

Schema electrică a cuplorului, numit în QST Tondem Mach este prezentată în figura 1.

Notațiile T1 și T2 prezintă elementele de cuplaj care reprezintă bucăți de cablu coaxial pe care sunt plasate toruri de ferită. Detalii apar în fotografia alăturată, cuplorul T1 este format dintr-un tor de ferită cu diametrul exterior de 20mm, diametrul interior 10mm, iar grosimea de 10mm. Este recomandat torul de ferită notat cu punct

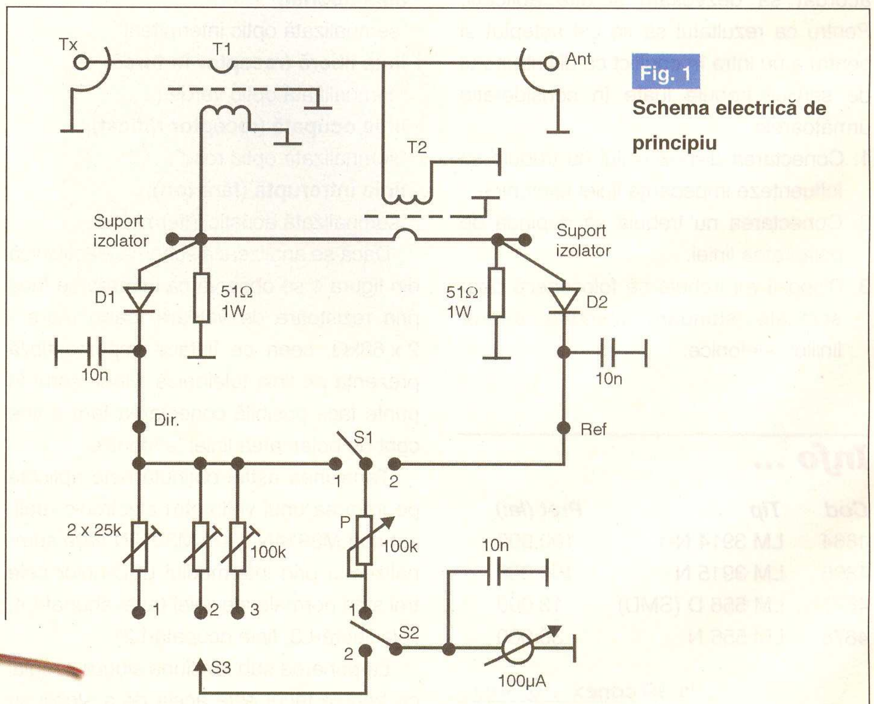



**Fig. 1** **Schema electrică de principiu**

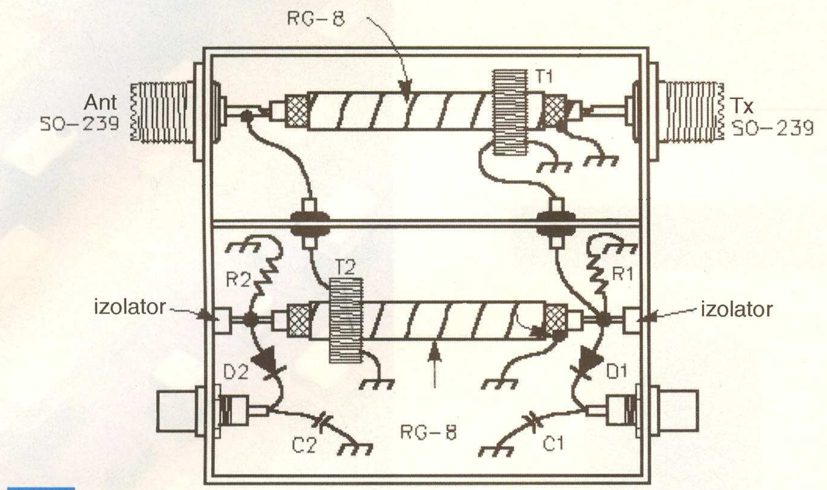



**Fig. 2**
**Dispunere componente în cutie**

alb sau T-68, deci ferită cu permeabilitate mare. Pe acest tor se bobinează 20 de spire din CuEmø06.

În tor se introduce o bucată de cablu coaxial de tip RG8 sau similar. Dimensiunile cablului sunt prezentate în figura 3.

De reținut că tresa cablului este lipită de masa cutiei numai la unul din capete așa cum este figurat în desen. Cele două terminale ale firului central se lipesc pe

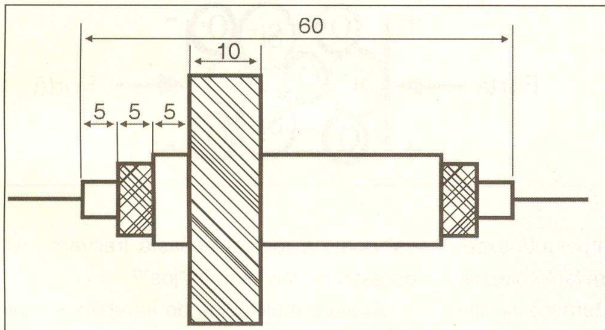



**Fig. 3**
**Cuplor format din cablu și tor**

bornele conectoarelor SO-239 montate pe cutie.

Cuplorul T2 este identic cu T1, cu specificația că terminalele firului central sunt fixate pe două izolatoare. Între T1 și T2 se fixează (în cutie) un ecran despărțitor și în el se fac găuri prin care trec firele de legătură.

Pe ambele toruri se bobinează un număr egal de spire. Dacă cuplorul va fi folosit la puteri mici QRP atunci numărul de spire va fi mai mare, de exemplu 40 și sârma va avea diametrul de 0,2mm, dar la puteri mari de 50-100W se pot bobina numai 10 spire cu 0,6mm sau 0,2mm.

Cele două diode detectoare sunt cu germaniu de orice tip dar identice.

Dacă montajul este construit să lucreze pe impedanțe de 50Ω, cablurile și rezistoarele au 50Ω, dar pentr 75Ω se schimbă și valorile cablurilor și rezistoarele.

Întreg montajul se introduce într-o cutie metalică (sau chiar din circuit imprimat) pe care se fixează mufele Tx și Ant (SO-239), două terminale izolatoare pentru susținerea lui T2. Aceste două izolatoare pot fi treceri și la extremitățile lor în afara cutiei se pot cupla rezistoarele și diodele.

Cutia ce conține cuploarele se introduce într-o cutie mai mare ce are montate pe panou instrumentul indicator, comutatoarele și butonul potențiometrului P. Tot pe cutia mare se mai montează două conectoare SO239 la care se cuplează emițătorul și antena sau antena tuner. Pe cutia mare este instrumentul indicator, comutatoarele, potențiometrul P și mufele pentru cuplare Tx și antenă.

Cutia în care sunt montate cuploarele se introduce într-o cutie mai mare. Legătura între cele două cutii se face cu cabluri și mufe.

După ce întreg montajul este terminat, măsurările decurg astfel:

Pentru a vedea unda reflectată S2 pe poziția 1; S1 pe poziția 1, se pornește emițătorul și se reglează P până indicația instrumentului este la cap de scală se trece S1 pe poziția 2 și se citește valoarea puterii reflectată (eventual se corectează din antena tuner).

Când se măsoară puteri, comutatorul S2 este pe poziția 2, iar S3 pe una din gamele de puteri notate 1, 2 sau 3.

Etalonarea instrumentului se face prin comparație cu un instrument testat metrologic.

De exemplu, potențiometrele de 25kΩ sunt pentru gamele 10W și 20W, iar cel de 100kΩ pentru 100W.

Pentru puteri reflectate instrumentul se gradează direct în SWR.

Pe cât de simplu de construit, pe atât este de valoros în exploatare și în plus se face cu cheltuieli bănești minime.

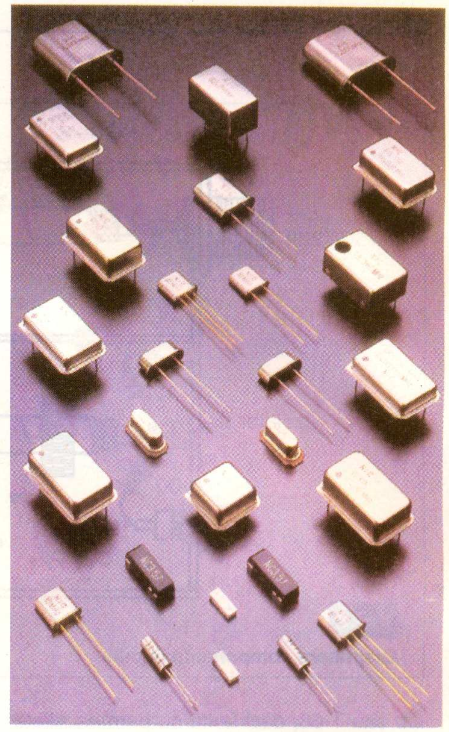
Mulțumesc lui YO3AL și YO3ARD pentru materialul documentar și ajutorul dat la realizarea acestui instrument. ◆

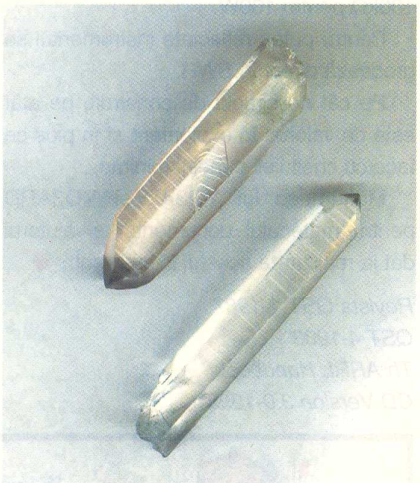
*Revista QST 1-1987*
*QST 4-1988*
*Th ARRL Handbook*
*CD Version 3.0-1998*

# Cristale de cuarț

## (Quartz Crystals )
## (partea I)

Șerban **Naicu**
*electronica@voxline.ro*







**R**ezonatoarele cu cuarț (quartz rezonators) sunt componente electronice foarte răspândite în aparatura electronică din domeniul comunicațiilor, telemetriei, măsurărilor, prelucrării datelor, automatizărilor industriale etc. Acestea intră în componența oscilatoarelor și a filtrelor cu cuarț, fiind utilizate oriunde este necesară obținerea unei mari stabilități a frecvenței de oscilație, respectiv în circuite gen bază de timp ș.a.

Cristalele de cuarț (quartz crystal units) au la baza funcționării lor efectul piezoelectric invers și sunt folosite datorită excelentei combinații între proprietățile piezoelectrice și cele mecanice, termice și chimice ale cuarțului.

Deși sunt componente pasive, rezonatoarele cu cuarț sunt mai puțin cunoscute chiar în rândul electroniștilor cu o pregătire teoretică și practică peste medie. Sunt mai puțin cunoscute în ceea ce privește funcționarea lor și modul de utilizare în aplicații. De cele mai multe ori, cuarțurile sunt folosite "după ureche", sau pur și simplu ca niște simple rezistoare (deși ele sunt niște circuite oscilante care prezintă multe subtilități în funcționare!). Cei mai mulți electroniști nici măcar nu știu că există cuarțuri destinate să lucreze pe rezonanță serie (deci, în etaje oscilatoare care necesită un rezonator serie) sau pe rezonanță paralel.

V-ați întrebat vreodată ce se întâmplă dacă un cuarț cu rezonanță serie este folosit într-un oscilator care "utilizează" un cuarț cu rezonanță paralel? El funcționează și acolo, dar...

Se știe că oscilatoarele cu cuarț au o frecvență fixă de oscilație. Dar, totuși, cu cât poate fi reglată această frecvență de oscilație în "sus" sau în "jos"?

Există o multitudine de întrebări la care

**Fig. 1**
**Efectul piezoelectric direct**

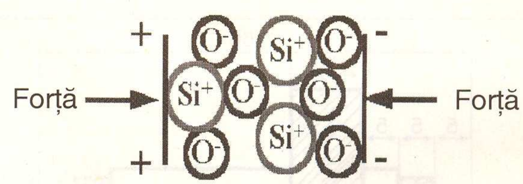
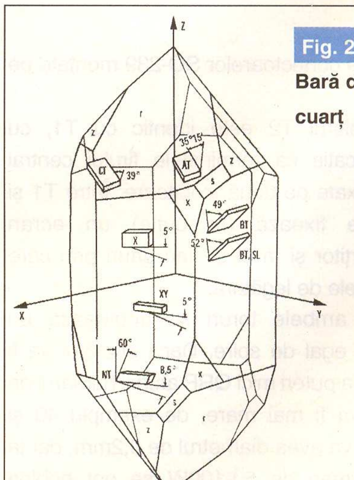



**Fig. 2**
**Bară de cuarț**



electroniștii noștri, cu certitudine, nu știu să răspundă corect.

Autorul precizează din capul locului că acest articol va cuprinde o așa-zisă "parte teoretică" care este absolut necesară, mai mult, este o "teorie-aplicativă", adică conține acele noțiuni fără a căror însușire corectă nu se pot utiliza practic aceste componente electronice la valoarea lor (și în mod corect).

Așadar, ce sunt cristalele de cuarț?

**Rezonatoarele cu cuarț** (quartz resonators) sau **cristalele de cuarț** (quartz crystal units) sunt componente electronice pasive care constituie elemente de control al circuitelor oscilatoare de mare precizie.

Cristalul de cuarț reprezintă una din formele de cristalizare ale bioxidului de siliciu (SiO2). Deși suprafața Pământului este alcătuită într-un mare procent (14%) din bioxid de siliciu, cristalul de cuarț natural, cu puritate și dimensiuni corespunzătoare este mai degrabă o raritate. Acesta este principalul motiv care a determinat recurgerea la producerea pe cale industrială a cuarțului sintetic, în autoclave mari din oțel, funcționând la temperaturi și presiuni foarte mari (400°C și 1.500 atmosfere). În prezent, marea majoritate a dispozitivelor cu cuarț se produc din cuarț sintetic.

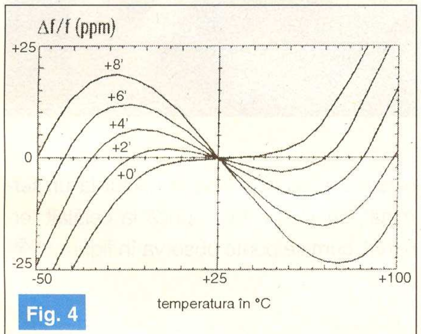


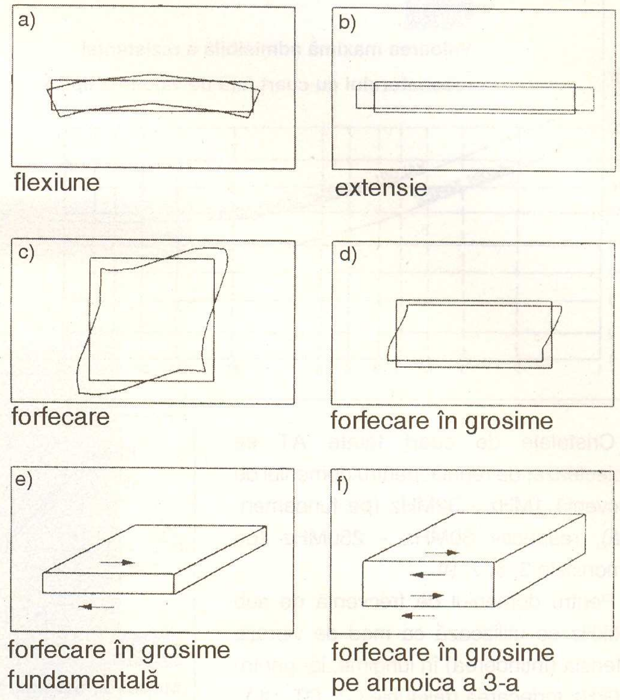

**Fig. 4**
**Caracteristica frecvență-temperatură la cristalul de cuarț tăiat AT**

Funcționarea rezonatoarelor cu cuarț se bazează pe **efectul piezoelectric invers**.

**Efectul piezoelectric direct** reprezintă proprietatea unor materiale (printre care și cristalul de cuarț) de a genera o tensiune electrică sub acțiunea unei presiuni mecanice, așa cum se poate observa în figura 1.

Cristalele de cuarț nu sunt singurele care prezintă fenomenul de piezoelectricitate. Alături de ele, *sarea de Rochelle* și *turmalina* sunt alte două tipuri de cristale la care se manifestă fenomenul piezoelectric. Sarea de Rochelle se utiliza, cu mulți ani în urmă, la construcția dozelor de redare pentru gramofoane.

**Fig. 3**
**Tipuri de vibrație**




Cristalele de turmalină, considerate pietre semiprețioase, se utilizează rar în aplicațiile radio, din cauza prețului ridicat.

Fenomenul invers celui de piezoelectricitate constă în aceea că, atunci când un cristal de cuarț sau un alt material piezoelectronic este introdus într-un câmp electric, el se deformează mecanic. Sub influența unui câmp electric oscilant, cristalul de cuarț este pus într-o stare de vibrație (sau oscilație) electromecanică.

**Tăieturi, moduri de vibrație, domenii de frecvență și dependența de temperatură.**

În figura 2 este prezentată o bară de cuarț sintetic sau în stare naturală din care, prin tăiere, se obțin plăcuțele de cuarț care vor servi la realizarea rezonatoarelor cu cuarț.

În funcție de cele 3 coordonate X, Y și Z, se dau în figură unghiurile la care se execută diferitele tipuri de tăieturi (AT, BT, CT, DT,..., NT,... etc.).

Pentru cristalul de cuarț există mai multe tipuri de vibrație prezentate în figura 3 și anume: flexiune (a), extensie sau întindere (b), forfecare (c), forfecare în grosime (d).

Tăietura AT, care se efectuează la unghiul de +35°15' față de axa X, utilizează ca mod de vibrație forfecarea în grosime și permite unui cristal de curț să oscileze pe frecvența sa fundamentală (determinată de grosimea plăcuței) - figura 3e sau pe una dintre frecvențele armonice ("overtone"), reprezentate de un multiplu întreg impar al frecvenței de vibrație fundamenală (3, 5, 7,...) - figura 3f (armonica a 3-a).

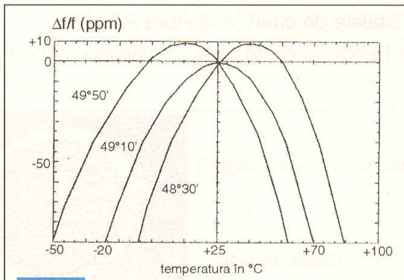



**Fig. 5**
**Caracteristica frecvență-temperatură la diferite tipuri de tăieturi**

Energia electrică necesară pentru a face să vibreze un cristal de cuarț este furnizată de către circuitul oscilatorului electronic în care rezonatorul cu cuarț este conectat.

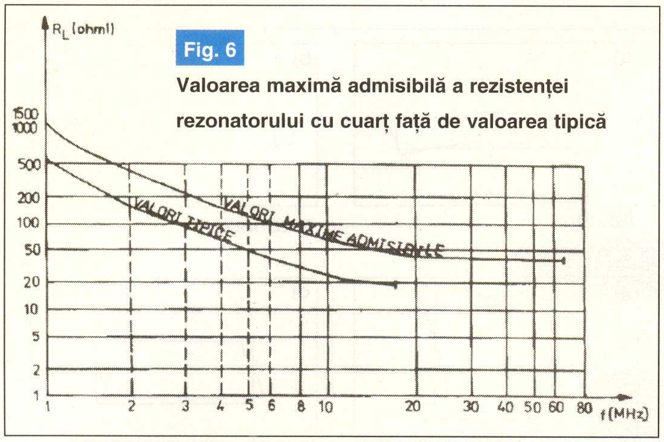



**Fig. 6**
**Valoarea maximă admisibilă a rezistenței rezonatorului cu cuarț față de valoarea tipică**

Cristalele de cuarț tăiate AT se proiectează, de regulă, pentru domeniul de frecvență 1MHz - 32MHz (pe fundamentală), respectiv 30MHz - 250MHz (pe armonicele 3, 5, 7, 9).

Pentru domeniul de frecvență de sub 100kHz se utilizează ca mod de vibrație extensia (întinderea) în lungime, iar pentru 100kHz forfecarea (tăieturile CT, DT, SL).

Cel mai mare dezavantaj al cristalelor de cuarț îl reprezintă faptul că frecvența lor de oscilație este afectată de variația de temperatură.

Caracteristica frecvență - temperatură depinde de tăietură.

Cea mai bună stabilitate a frecvenței de oscilație cu temperatura o prezintă cristalele de cuarț în tăietură AT.

Pentru această tăietură, variația relativă a frecvenței Δf/f în funcție de temperatură are expresia unui polinom de gradul 3:

$\Delta f/f = a_1 (T-T_0) + a_2 (T-T_0)^2 + a_3 (T-T_0)^3$,

unde: $a_1$, $a_2$ și $a_3$ sunt coeficienți de ordinul I, II și III, iar $T_0$ reprezintă temperatura punctului de inflexiune.

Cristalul de cuarț tăiat AT are caracteristica frecvență-temperatură prezentată în figura 4. Se observă că această caracteristică se prezintă sub forma unor parabole care au punctul de inflexiune la temperatura de 25°C.

De aceea, cristalele de cuarț în tăietură AT au o caracteristică frecvență-temperatură care le recomandă pentru aplicații practice în care stabilitatea frecvenței de oscilație într-un domeniu larg de temperatură este foarte importantă.

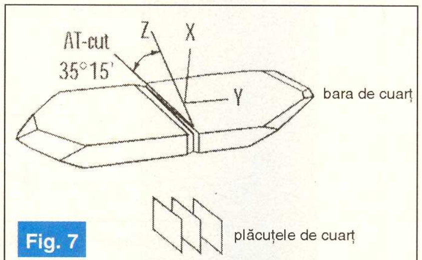



**Fig. 7**
**Modul de extragere a plăcuțelor de cuarț**

Unghiul de tăiere al cristalului fiind foarte important la stabilirea caracteristicii Δf/f (T), el trebuie controlat cu o toleranță bine determinată în procesul de fabricație.

Mai trebuie adăugat și faptul că temperatura internă a cristalului de cuarț care oscilează crește datorită acționării lui de către circuitul oscilant din care face parte și de aceea este aproape imposibilă realizarea unei curbe teoretice riguroase. Așadar, familia de curbe prezentate în figura 4 are mai mult un caracter informativ și nu poate fi luată ca un parametru exact în procesul de proiectare al oscilatoarelor.

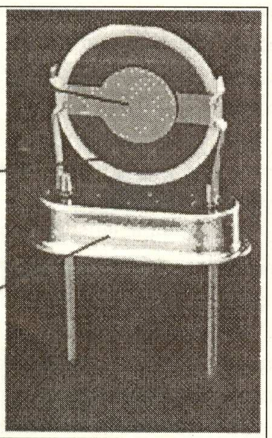



**Fig. 8**
**Rezonator cu cuarț (fără capac)**

Pentru a se observa modul în care diferă alura caracteristicii frecvență-temperatură la alte tipuri de tăieturi față de AT, prezentăm în figura 5 caracteristica la tăieturile CT, DT, SL, X, XY, BT.

În figura 6 sunt prezentate comparativ 2 curbe, cea a valorii maxime admisibile ale rezistenței rezonatorului cu cuarț față de valorile tipice, în funcție de variația frecvenței de oscilație.

**Modul de realizare a cuarțurilor, tipuri de capsule, circuitul electric echivalent și proprietăți electrice.**

Rezonatorul cu cuarț este un dispozitiv piezoelectric care vibrează (oscilează) electromecanic, cu un factor de calitate foarte ridicat. Acesta se compune dintr-o plăcuță de monocristal de cuarț pe ale căror suprafețe majore sunt depuși doi electrozi (de regulă, din argint), fixați într-un ansamblu de prindere (ambază) și închisă ermetic într-o cutie (de obicei metalică). Închiderea se face în vid înalt sau într-o atmosferă inertă de azot uscat, prin metoda sudurii (sau cositoririi).

În figura 7 se prezintă modul cum sunt extrase plăcuțele de cuarț dintr-o bară de cuarț prin tăietura AT. Plăcuțele respective sunt apoi șlefuite la forma și dimensiunile dorite și pe cele două suprafețe ale lor de depun electrozii de argint.

Cristalul de cuarț cu electrozii depuși se fixează cu ajutorul unor elemente de prindere (clipsuri) la ambază, electrodul de pe



o față a cristalului fiind conectat la un terminal, cel de pe fața opusă la celălalt terminal, cum se poate observa în figura 8. ◆

- continuare în numărul viitor -

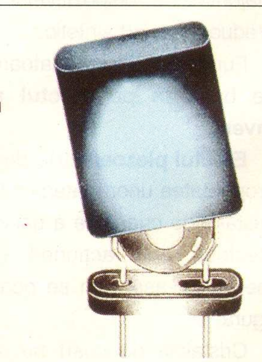
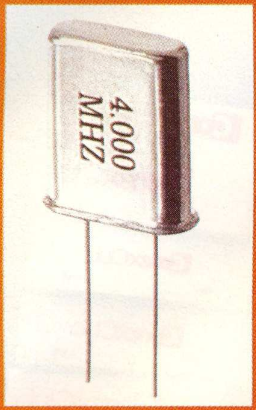
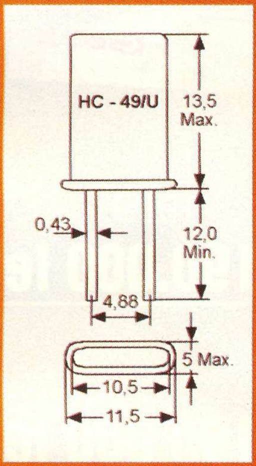


**Fig. 9**
**Rezonator cu cuarț (cu capac)**

# Cristale Cuarț




| Cod articol | Denumire | Preț cu TVA (lei) |
|---|---|---|
| 13796 | Q 1MHz | 240,000 |
| 14427 | Q 1,843MHz | 35,000 |
| 10236 | Q 2MHz | 50,000 |
| 14428 | Q 2,457MHz | 30,000 |
| 14429 | Q 3MHz | 25,000 |
| 5411 | Q 3.276MHz | 20,000 |
| 5412 | Q 3.579MHz | 15,000 |
| 14430 | Q 3.686MHz | 15,000 |
| 5417 | Q 4MHz | 15,000 |
| 5418 | Q 4.096MHz | 15,000 |
| 5419 | Q 4.194MHz | 15,000 |
| 14431 | Q 4,336MHz | 15,000 |
| 5420 | Q 4.433MHz | 15,000 |
| 5421 | Q 4.915MHz | 15,000 |
| 5423 | Q 5MHz | 15,000 |
| 5424 | Q 6MHz | 15,000 |
| 14432 | Q 6,144MHz | 15,000 |
| 14433 | Q 6,4MHz | 15,000 |
| 14441 | Q 6,553MHz | 15,000 |
| 1621 | Q 7,372MHz | 15,000 |
| 5426 | Q 8MHz | 15,000 |
| 10696 | Q 8.640MHz | 15,000 |
| 5427 | Q 8.867MHz | 15,000 |
| 14454 | Q 9,216MHz | 15,000 |
| 10694 | Q 9.8304MHz | 15,000 |
| 5394 | Q 10MHz | 15,000 |
| 5395 | Q 10.240MHz | 15,000 |
| 14455 | Q 10,7MHz | 15,000 |
| 14456 | Q 11MHz | 15,000 |
| 5396 | Q 11.0592MHz | 15,000 |
| 5397 | Q 12MHz | 15,000 |
| 5401 | Q 14.318MHz | 15,000 |
| 5402 | Q 15MHz | 20,000 |
| 5403 | Q 16MHz | 20,000 |
| 14457 | Q 18MHz | 15,000 |
| 5405 | Q 18.432MHz | 15,000 |
| 10695 | Q 19.660MHz | 15,000 |
| 5406 | Q 20MHz | 15,000 |
| 3649 | Q 24MHz | 20,000 |
| 5409 | Q 27MHz | 20,000 |
| 5413 | Q 32MHz | 15,000 |
| 5415 | Q 36MHz | 15,000 |
| 5422 | Q 48MHz | 15,000 |

*Produsele sunt comercializate de* conex electronic

- urmare din pagina 29 -

Valoarea rezistorului R4 determină mărimea tensiunii de ieșire. Dacă se dorește realizarea unei surse cu tensiunea de ieșire reglabilă se va înlocui rezistorul R4 cu un potențiometru.

Dioda D este de tip Schottky, rapidă, de tip MBR745, BYW80-150 sau echivalentă. Se poate monta pe un mic radiator de răcire.

Bobina L va avea o valoare cuprinsă între 100 și 300µH, la un curent de 3...5A, fiind realizată pe un tor de ferită (procurabilă din comerț).

Tensiunea de alimentare nestabilizată ($V_{in}$) care se aplică la pinul 3 al C.I. va fi de max. 50V, cum s-a precizat și anterior, aceasta fiind valoarea maxim admisibilă.

Circuitul integrat L296 se poate monta pe un mic radiator de aluminiu pentru răcire (suprafața de câtiva $cm^2$) doar dacă sursa lucrează în condiții extreme: tensiune de intrare maximă (adică 50V), tensiune de ieșire mică și curent de ieșire mare (spre 4A).

Dacă se lucrează în condiții mai "blânde", radiatorul de răcire poate lipsi. Asta, cu atât mai mult cu cât circuitul integrat dispune de o protecție internă contra încălzirii excesive.

***Atenție!*** Capsula C.I. este conectată electric la pinul 8 (masă) și nu este necesară izolarea radiatorului de corpul integratului.

Frecvența de oscilație internă este dată de valoarea componentelor de la pinii 7-11 ($R_1$-$C_3$) și 9 ($R_2$-$C_4$ și $C_5$). În acest caz frecvența de oscilație este de cca. 100kHz.

Condensatorul $C_2$ (de la pinul 5) asigură o creștere lină (ușoară) a tensiunii de ieșire.

Rezistența $R_3$ (1k$\Omega$) asigură în permanență o sarcină la ieșire, întrucât funcționarea în gol este periculoasă pentru circuitul integrat.

Despre avantajele stabilizatoarelor de tensiune în comutație nu vom insista aici prea mult. Să amintim randamentele foarte bune ale acestora, respectiv o disipație calorică foarte redusă, ceea ce permite utilizarea pentru C.I. a unui radiator de răcire foarte mic (sau chiar absența acestuia). Acest lucru determină un volum și o greutate foarte reduse ale acestui tip de surse. De asemenea, fiabilitatea și stabilitatea la perturbații sunt și ele foarte bune, iar prețul surselor de tensiune în comutație este scăzut.

"Reputația" destul de proastă pe care o au încă stabilizatoarele în comutație în rândul unor constructori electroniști provine de la unele montaje cu componente discrete realizate de aceștia și de la dezavantajele apărute. Funcționarea instabilă, paraziții ridicați și nereproductibilitatea acestor tipuri de montaje i-au speriat pe unii electroniști. În aceste cazuri prezentate de noi, respectivele dezavantaje dispar, fiind vorba despre utilizarea unui circuit integrat specializat (L296) care elimină aceste neplăceri. ◆

- continuare în numărul viitor -

# 3 MODURI PENTRU A PRIMI REVISTA

Pentru obținerea revistei trimiteți talonul completat și contravaloarea abonamentului (prețul în lei) pe

## ADRESA


**Claudia Ghiță**

Revista ConexClub

Str. Maica Domnului 48,

sector 2, București,

Cod poștal 023721




1) Abonament pe 12 luni
300 000 lei
2) Abonament pe 6 luni
180 000 lei
3) Angajament:
plata lunar, ramburs
(prețul revistei plus taxe de expediere)

În atenția abonaților *CONEX CLUB:*
vă rugăm să ne comunicați prin poștă, e-mail, telefon sau fax

**NOUL COD POȘTAL**

Revista Conex Club se expediază folosind serviciile Companiei Naționale Poșta Română. În cazul în care nu primiți revista sau primiți un exemplar deteriorat vă rugăm să luați legătura cu redacția pentru remedierea neplăcutei situații.

# ConexClub

## TALON DE ABONAMENT

Doresc să mă abonez la revista **ConexClub** începând cu nr. ...... / anul .................. pe o perioadă de:

☐ 12 luni ☐ 6 luni

Am achitat mandatul poștal nr. ....................... din data ........................... suma de:

☐ 300 000 lei
☐ 180 000 lei

..........................................

Nume ................................ Prenume ..................................................

Str. ......................................... nr. ........ bl. ........ sc. ...... et. ..... ap. ......

Localitatea .................................. Județ / Sector ..............................

Cod poștal ....................................... Tel. : ..............................................

Data .......................... Semnătura .........................................................

# ConexClub

## TALON DE ANGAJAMENT

**Doresc să mi se expedieze lunar, cu plata ramburs, revista ConexClub. Mă angajez să achit contravaloarea revistei plus taxele de expediere.**

Doresc ca expedierea să se facă începând cu nr. ................ / ..................

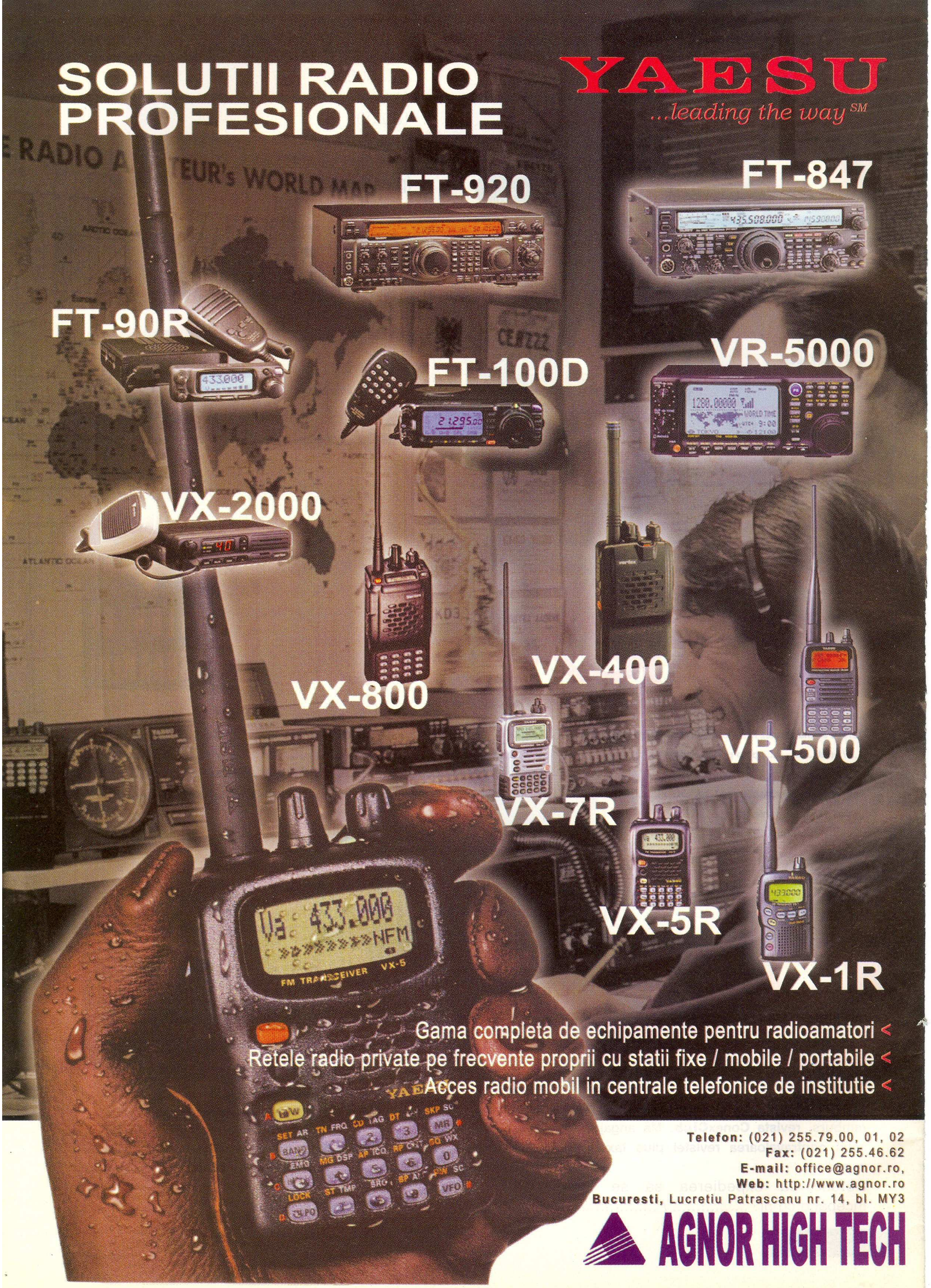
Nume ................................ Prenume ..................................................

Str. ......................................... nr. ........ bl. ........ sc. ...... et. ..... ap. ......

Localitatea .................................. Județ / Sector ..............................

Cod poștal ....................................... Tel. : ..............................................

Data .......................... Semnătura .........................................................


SOLUTII RADIO PROFESIONALE
YAESU
...leading the way SM
FT-920
FT-847
FT-90R
FT-100D
VR-5000
VX-2000
VX-800
VX-400
VR-500
VX-7R
VX-5R
VX-1R
Gama completa de echipamente pentru radioamatori <
Retele radio private pe frecvente proprii cu statii fixe / mobile / portabile <
Acces radio mobil in centrale telefonice de institutie <
Telefon: (021) 255.79.00, 01, 02
Fax: (021) 255.46.62
E-mail: office@agnor.ro,
Web: http://www.agnor.ro
Bucuresti, Lucretiu Patrascanu nr. 14, bl. MY3
AGNOR HIGH TECH

# Termometru

## Interfață pentru multimetru

Pentru măsurări de rutină ale temperaturii (a clorurii ferice în cuva de corodare, de exemplu) în laboratorul propriu se poate construi rapid interfața pentru multimetru prezentată.

Pe post de senzor este utilizat un tranzistor de mică putere, model 2N2222, în configurație de super-diodă (bază și colector conectate împreună). Curentul joncțiunii bază-emitor se modifică corespunzător cu temperatura de lucru.

Pe emitorul tranzistorului se obține o variație de tensiune de **0,05V pe grad Celsius**, care se aplică intrării inversoare a amplificatorului operațional tip LM741 (în configurație de amplificator diferențial, pe intrarea neinversoare aplicându-se o fracție din tensiunea de alimentare, prin R5). *Câștigul amplificatorului* (amplificarea) *este 10.*

Interfața este construită pentru un multimetru cu scală de 2V. Astfel, pentru 10°C la ieșirea interfeței (cursorul R9) se va obține (pe multimetru) 0,5V, pentru 20°C 1V, iar pentru 30°C 1,5V. *Valoarea temperaturii se obține prin înmulțire cu 20* (sau cu 2, ignorând virgula).

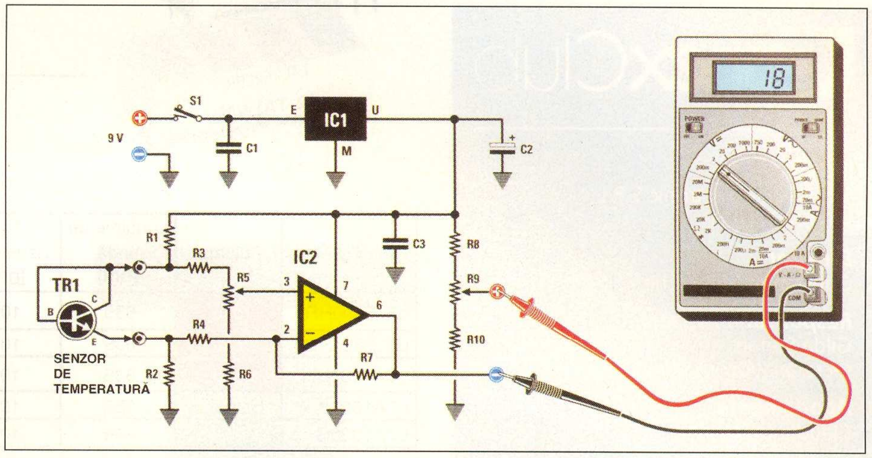
Bineînțeles că se poate realiza o amplificare convenabilă pentru o citire directă a temperaturii (ignorând virgula), dar gama măsurată este mai îngustă și asta pentru că majoritatea multimetrelor actuale au game de măsură multiplu de 2 (200mV, 2V, 20V, etc.). Apar două impedimente: cea a gamelor de măsură ale multimetrului și cea a tensiunii de alimentare a amplificatorului operațional. Schema prezentată satisface la măsurări de rutină.

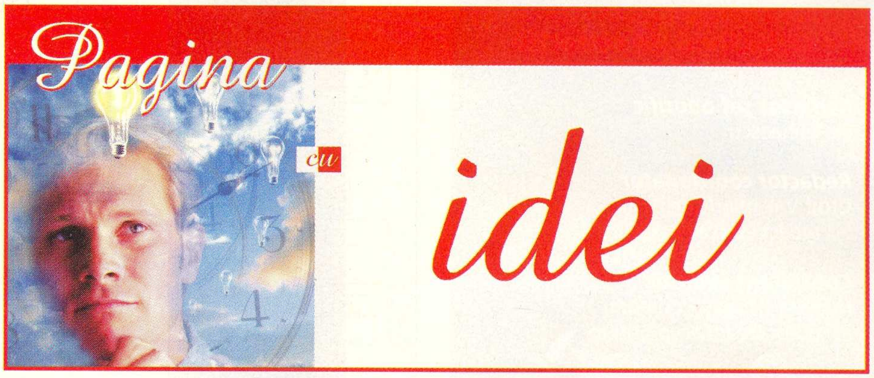
Alimentarea interfeței se face de la o baterie de 9V tip 6F22.

Se reglează R5 astfel încât să avem între cursorul său și masă o tensiune de 2,5V (jumătate din tensiunea de alimentare provenită de la IC1). R9 oferă posibilitatea citirii și de valori negative ale temperaturii.

Valorile componentelor sunt: R1, R4 - 1k, R2, R3 - 3k9, R5 (semireglabil), R7 (semireglabil), R10 - 10k, R6 - 47k, R8 - 3k3, C1, C3 - 100n, C2 - 10µ, IC1 - LM78L05, TR1 - 2N2222, IC2 - LM741.

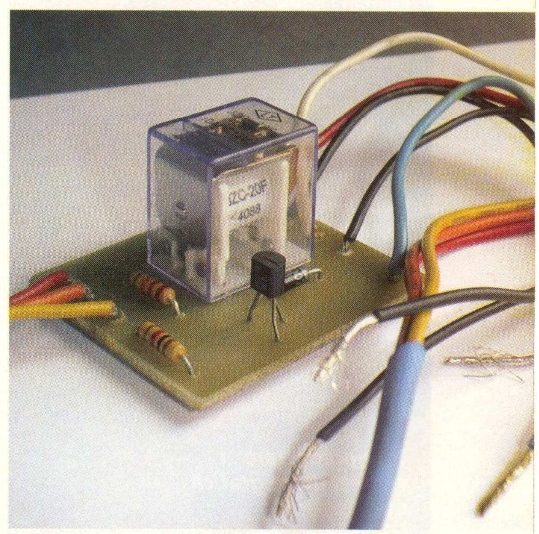
*După o idee prezentată în **Electronique et Loisir** magazine nr. 51.*




# Comutator

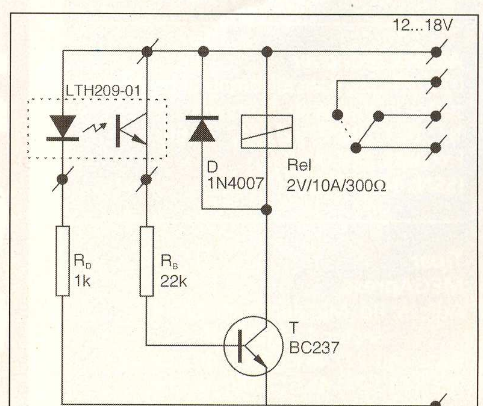
## de proximitate



Comutatorul de proximitate prezentat a sosit la redacție ca urmare a temelor de concurs propuse. Deși nu are prevăzut un timer (pentru a preveni comutările repetate și supărătoare, și astfel a îndeplini funcția de senzor pentru uscător de mâini), montajul, prin simplitatea sa, se poate utiliza ca interfață la multe alte aplicații, ideea fiind interesantă (la echipamentele de securitate în locul contactelor magnetice, la automate de scară pe post de comutator senzorial, eliminând uzura mecanică și riscul electrocutării, etc.).

Schema nu necesită comentarii, traductorul fiind un optocuplor de tip reflexiv, model **LTH209-01**, ce poate fi procurat de la Conex Electronic. Cablajul este foarte simplu, fiind realizat prin gravare, dar autorul însă nu l-a prezentat.

Autor: **Petre Florescu**, locul 2 la concursul din luna decembrie.



ConexClub

**Editor**
S.C. Conex Electronic S.R.L.
J40/8557/1991

**Director**
Constantin Mihalache

**Responsabil vânzări**
Gilda Ștefan
secretariat@conexelectronic.ro

**Abonamente**
Claudia Ghiță
difuzare@conexclub.ro

**Colectivul de redacție**

**Redactor șef onorific**
Ilie Mihăescu

**Redactor coordonator**
Croif Valentin Constantin
redactie@conexclub.ro

**Consultant științific**
Norocel-Dragoș Codreanu
noroc@cadtieccp.pub.ro

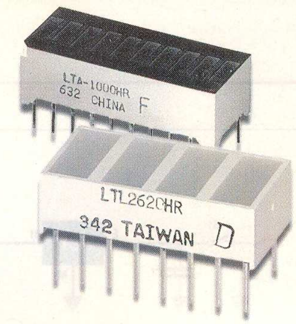
**Redactori**
Marian Dobre
productie@conexelectronic.ro
George Pintilie
Silviu Guțu
tehnic@conexelectronic.ro
Cristian Georgescu
proiectare@conexelectronic.ro

**Colaboratori**
Ștefan Laurențiu
stefan_l_2003@yahoo.com
Vasile Surducan
vasile@l30.itim-cj.ro
Sandu Doru
comraex@yahoo.com
Șerban Naicu
electronica@voxline.ro

**Tehnoredactare și prezentare grafică**
Claudia Sandu
claudia@conexelectronic.ro

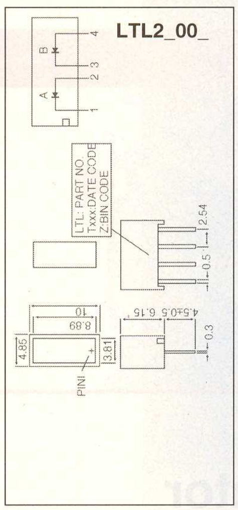
**Adresa redacției**
023721, Str. Maica Domnului nr. 48
sector 2, București, Romania
Tel.: 021-242.22.06; 242.77.66
Fax: 021-242.09.79
**ISSN: 1454-7708**

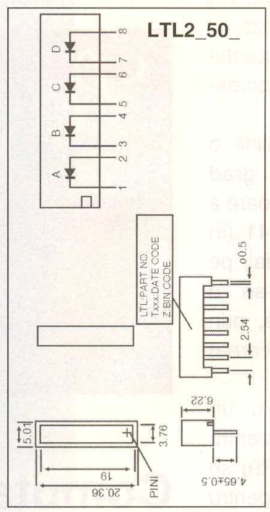
**Tipar**
**MEGApress**
Adresa: Bd. Metalurgiei nr.32-44,
sector 4 - București
Tel.: (+40-21) 461.08.10; 461.08.08
Fax: (+40-21) 461.08.09; 461.08.19

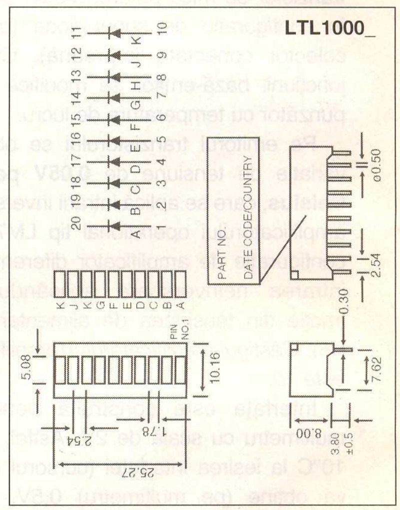



# Bar-graph cu LED-uri

| Tip | Culoare | Lungime de undă [nm] | Unghi vizualizare [grd] | Intensitate luminoasa [mcd] | Curent direct [mA] | Tensiune directă [V] | Capsulă |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| LTL2300HR | roșu | 635 | 100 | 4,2 | 10 | 2 | SIL4 |
| LTL2350HR | roșu | 635 | 100 | 8 | 10 | 2 | SIL8 |
| LTA1000HR | roșu | 635 | 100 | 2 | 10 | 2 | DIP20 |
| LTA1000Y | galben | 585 | 100 | 2 | 10 | 2,1 | DIP21 |
| LTA1000G | verde | 565 | 100 | 2 | 10 | 2,2 | DIP22 |




## CONCURS

**Redacția Conex Club invită cititorii la concurs**

Să se proiecteze și/sau realizeze practic una din temele următoare:

**1.** Identificator de cabluri (maxim 20, monocrome) la distanță (max. 100m), afișor pe bar-graph și/sau 7 segmente;

**2.** Tester pentru cablu de rețea (UTP) sau telefonie, afișor pe bar-graph;

**3.** Egalizor grafic audio cu indicator de nivel cu bar-graph pe fiecare gamă de frecvență reglată;

**4.** Identificator de trasee circuite electrice prin perete cu afișarea estimativă a poziției utilizând bar-graph.

Pentru a obține punctaj maxim lucrarea trebuie să conțină descrierea schemei, cablaj sau detalii constructive (amplasare), simulări și/sau rezultate experimentale, fotografii.

***Atenție!*** Se punctează în plus realizările cu microcontrolere de uz general.

Cele mai interesante lucrări vor fi publicate în revistă, iar **premiile** sunt:
***Locul 1 - multimetru DVM810;***
*Locul 2 - abonament pe 1 an la revistă;*
*Locul 3 - abonament pe 6 luni la revistă.*

**Termenul limită de expediție a lucrărilor** *25 aprilie 2004*

Rezultatele concursului din luna ***decembrie:***

*Locul 1 (6,5 puncte):*
"Monitorizarea poziției axului unui motor"
*Cornel Ștefănescu*
*Locul 2 (6,34 puncte):*
"Comutator de proximitate"
*Petre Florescu*
*Locul 3 (6,16 puncte):*
"Aparat automat pentru uscat mâinile"
*Cornel Ștefănescu*

Rezultatele concursului din luna ***ianuarie:***

*Locul 1 (6,16 puncte):*
"Panou de relee statice comandate prin fire" *Cornel Ștefănescu*
*Locul 2 (5,5 puncte):*
"Proiecte optotriace"
*Imre Szatmary*
*Locul 3 (3,16 puncte):*
"Automat de scară"
*Alexandru Bot*

# Sirene



## Sirenă 12V/10W

Cod 56188 (HOS380)

**380.000 lei**

Date tehnice:
- banda de frecvență: 1,5...3,5kHz;
- intensitate sonoră: 110dB/12V;
- gama temperaturilor de funcționare: -20...+60°C;
- tensiune de alimentare: 12V DC;
- curent absorbit: 1,2 A.



## Sirenă 12V/20W

Cod 56187 (HOS310A)

**430.000 lei**

Date tehnice:
- banda de frecvență: 1,5...3,5kHz;
- intensitate sonoră: 115dB/12V;
- gama temperaturilor de funcționare: -20...+60°C;
- tensiune de alimentare: 12V DC;
- curent absorbit: 1,2A.



## Sirenă 12V/20W

Cod 10869 (HOS380A)

**430.000 lei**

Date tehnice:
- banda de frecvență: 1,5...3,5kHz;
- intensitate sonoră: 120dB/12V;
- gama temperaturilor de funcționare: -20... +60°C;
- tensiune de alimentare: 12 V DC;
- curent absorbit: 1,2 A.



## Sirenă 6 tonuri

Cod 56189 (HOS386)

**380.000 lei**

Date tehnice:
- număr tonuri: 6;
- intensitate sonoră: 110dB/12V;
- gama temperaturilor de funcționare: -20...+60°C;
- tensiune de alimentare: 12V DC;
- curent absorbit: 1,2A.



## Sirenă Piezo mini

Cod 13469 (SV/PS1)

**230.000 lei**

Date tehnice:
- intensitate sonoră: 107dB/12V;
- tensiune de alimentare: 6...15[V] DC;
- curent absorbit: 140mA;
- dimensiuni: 39 x 44 x 57[mm];
- masa: 47g.



## Sirenă 12V/30W

Cod 5644 (SV/HS1)

**730.000 lei**

Date tehnice:
- ton dual;
- tensiune de alimentare: 6...12V DC;
- dimensiuni: 230 x 200 x 119mm.



## Sirenă de exterior

Cod 10665 (SV/PS93)

**430.000 lei**

Date tehnice:
- intensitate sonoră: 120dB;
- carcasă etanșă cu rezistență mărită la impact;
- tensiune de alimentare: 10...14V DC;
- curent absorbit: 200mA (sirenă) / 250mA (stroboscop);
- dimensiuni: 122 x 72 x 35mm.

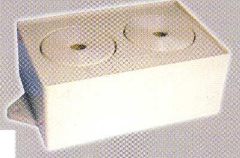


## Sirenă de exterior cu stroboscop

Cod 11949 (SV/PSL1)

**590.000 lei**

Date tehnice:
- banda de frecvență: 1,5... 3,8kHz;
- intensitate sonoră: 120dB;
- culoare: roșu;
- tensiune de alimentare: 10...14V DC;
- dimensiuni: 122 x 72 x 35mm.



## Minisirenă cu 2 elemente piezo

Cod 10576 (SV/PS2)

**240.000 lei**

Date tehnice:
- frecvența de rezonanță: 1,5...3,1kHz;
- intensitate sonoră: 97dB;
- tensiune de alimentare: 6...15V DC;
- curent absorbit: 120 mA;
- dimensiuni: 107 x 55 x 32,5mm.

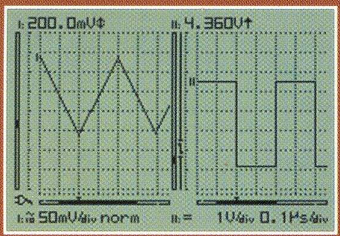


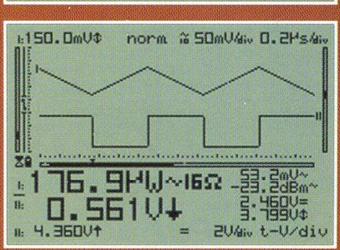
## Minisirenă cu 4 elemente piezo

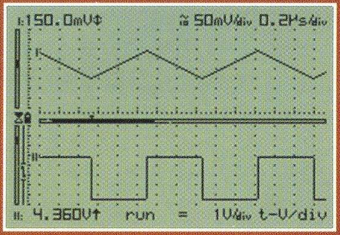
Cod 10630 (SV/PS4)

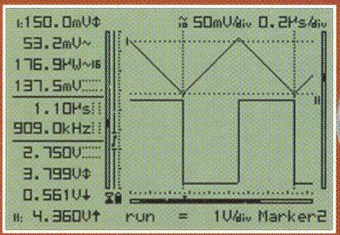
**450.000 lei**

Date tehnice:
- frecvența de rezonanță: 1,5... 3,1kHz;
- intensitate sonoră: 92dB;
- tensiune de alimentare: 6... 15V DC;
- curent absorbit: 190mA;
- dimensiuni: 105,5 x 105,5 x 44,5mm.









# Osciloscop portabil
# APS 230




Cod 3409
**30.970.000 lei**

- ***2 x 30MHz***
- ***Autosetare***
- ***Conectare la PC***

***Date tehnice***

- Afișare digitală LCD cu backlight;
- Baterii incluse;
- Număr de canale: 2;
- Impedanță: 1MΩ/30pF;
- Banda de frecvență: 2x30MHz;
- Rezoluție verticală: 8 biți;
- Dimensiuni: 230 x 150 x 50mm;
- Conectare la PC la RS232;
- Setarea automată a funcțiilor
- Înregistrare până la 170h/captură;
- Valoare de vârf, $R_{rms}$, dB, dBV, dBm și dBG, Watt-metru;
- Măsurări audio stereofonice;
- Eșantionare 240MS/s pe canal;
- Sensibilitate minimă 20µV, 1mV...20V/div;
- Baza de timp: 10µs...1h/div;
- Cuplaj AC & DC;
- Marker-i tensiune, timp, etc.




***Disponibil începând cu luna aprilie***

velleman